



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

ANTÉNY PRO PŘENOS ENERGIE PODÉL STŘECHY AUTOMOBILU

ANTENNAS FOR ENERGY TRANSMISSION ALONG THE CAR ROOF

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Adam Škoda

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Jan Vélím

BRNO 2016

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**

Ústav radioelektroniky

Student: Bc. Adam Škoda

ID: 134630

Ročník: 2

Akademický rok: 2015/16

NÁZEV TÉMATU:

Antény pro přenos energie podél střechy automobilu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s možnostmi buzení povrchových vln, šířících se podél vodivých povrchů. Navrhněte několik konceptů antén, které by bylo možné využít pro vyzařování a příjem vertikálně polarizovaných vln. Hlavní lalok antén by měl být orientován rovnoběžně s povrchem a boční laloky by měly být minimální. Vlastnosti zkoumaných konceptů antén otestujte ve vhodném simulačním softwaru (CST, HFSS). Popište vliv vzájemné polohy antény a povrchu.

Vyberte anténu, která bude vykazovat optimální vlastnosti. Navrhněte vhodné napájení antény s ohledem na kompaktnost anténní struktury a pásmo, pro které bude anténa určena. Po optimalizaci antény v elektromagnetickém simulátoru nechejte anténu vyrobit. Vyrobenou anténu změřte a výsledky měření porovnejte se simulací.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] COLLIN, R. E., Field Theory of Guided Waves. New York: Wiley-IEEE Press, 1990.

[2] BALANIS, A. C. Antenna Theory: Analysis and Design, 2/E. New York: J. Wiley & Sons, 1996.

Termín zadání: 8.2.2016

Termín odevzdání: 19.5.2016

Vedoucí práce: Ing. Jan Vělim

Konzultant diplomové práce:

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D., předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Předložená diplomová práce pojednává o problematice antén, které přenášejí energii podél vodivého materiálu. K přenosu energie je využito povrchových vln. Pro řešení tohoto problému byla, kvůli svým vlastnostem, zvolena trychtýřová anténa. Tato práce obsahuje teoretický rozbor povrchových vln, vlnovodů a trychtýřových antén. Součástí práce je návrh a výpočet konceptu trychtýřových antén. Koncept antén obsahuje porovnání dvou různých materiálů a také porovnání dvou různých frekvencí. Z daného konceptu antén byla vybrána jako nejvhodnější struktura dvou antén umístěných na sobě, pracující na frekvenci 8 GHz. Vybrán byl také materiál FoamClad, protože dosahoval lepších parametrů a vlastností než CuClad. Tato struktura byla vytvořena pomocí dvou stejných trychtýřových antén, mezi kterými byla přenášena energie štěrbinou. K anténě bylo vybráno vhodné napájení, navrzeny planární rezonátory a následovala přeměna na SIW strukturu. Poté byla anténní struktura vyrobena, detailně proměřena a změřené parametry byly porovnány se simulacemi a komentovány rozdíly.

KLÍČOVÁ SLOVA

Anténa, trychtýřová anténa, přenos energie, povrchové vlny, vodivá vrstva

ABSTRACT

The presented master's thesis deals with antennas transmitting energy along conductive materials. Surface waves are used for energy transmission. According to its properties, the horn antenna was chosen for the problem solution. This thesis includes the theoretical analysis of surface waves, waveguides and horn antennas. The concept of antennas includes the comparison of two different materials and two different frequencies. From the set of 8GHz antennas, the structure of two antennas where one wearing the other was chosen as the most suitable. The FoamClad material was also selected due to achievement of better parameters and properties than material CuClad. This structure was designed by two identical horn antennas where the energy between them is transmitted via slot. The suitable feeding and parallel plates were designed, and further the current structure was modified to SIW structure. The designed antenna was manufactured and its properties were measured for further comparison with simulation results. Furthermore, achieved differences between simulated and real antenna are discussed.

KEYWORDS

Antenna, horn antenna, energy transfer, surface wave, conductive plate

ŠKODA, A. *Antény pro přenos energie podél střechy automobilu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2016. 52 s., 2 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. JAN VÉLIM.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma Antény pro přenos energie podél střechy automobilu jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Janu Vélimovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce. Také děkuji Ing. Miroslavu Cupalovi za pomoc při měření a při návrhu antén.

Výzkum popsany v této diplomové práci byl realizován v laboratořích podpořených z projektu SIX; registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operační program Výzkum a vývoj pro inovace.

OBSAH

Seznam obrázků	ix
Seznam tabulek	xii
Úvod	1
1 Šíření elektromagnetických vln	2
1.1 Šíření podél zemského povrchu	3
1.2 Povrchová vlna	4
1.3 Buzení povrchových vln	5
1.4 Šíření povrchových vln v blízkosti vodivých povrchů	5
2 Vlnovody	6
2.1 Dielektrické vlnovody	6
2.2 Kovové vlnovody	7
2.3 Vlnovody integrované do substrátu (SIW)	8
2.3.1 Návrh	8
2.3.2 Šíření EM vln strukturou SIW	8
3 Trychtýřové antény	9
3.1 Konstrukce	11
3.2 Rozbor trychtýřových antén	11
4 Návrh antén	14
4.1 Návrh vlnovodu	14
4.2 Návrh SIW struktury	15
4.3 Návrh mikropáskového napájení	17
4.4 Návrh koplanárního napájení	18
4.5 Návrh trychtýřové antény	19
4.6 Návrh planárních rezonátorů	20
5 Koncept navržených antén	22
5.1 Trychtýřové antény na frekvenci 8 GHz	22
5.1.1 Materiál CuClad	22

5.1.2	Materiál FoamClad	24
5.2	Trychtýřové antény na frekvenci 60 GHz.....	25
5.2.1	Materiál CuClad.....	25
5.2.2	Materiál FoamClad	27
5.3	Vyzařování antén do 3D textilu	28
5.3.1	Materiál CuClad.....	29
5.3.2	Materiál FoamClad	30
5.4	Mikropáskové napájení.....	32
5.4.1	Materiál CuClad.....	32
5.4.2	Materiál FoamClad	33
5.5	Struktura 2 trychtýřových antén	34
5.5.1	Materiál CuClad.....	34
5.5.2	Materiál FoamClad	36
6	Realizovaná anténa	38
6.1	Simulace realizované antény	39
6.2	Rozmítání parametrů.....	40
6.3	Simulace antény s dokonale vodivou vrstvou.....	44
6.4	Simulace přenosu mezi dvěma anténami.....	46
7	Měření realizované antény	47
7.1	Měření činitele odrazu	47
7.2	Měření směrové charakteristiky.....	49
7.3	Měření přenosu mezi dvěma anténami	50
8	Závěr	52
	Literatura	53
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	54

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1 Zobrazení vysílání elektromagnetických vln podél zemského povrchu [1].	3
Obr. 2 Směrové charakteristiky vertikálního vodiče ve vertikální rovině [2].	5
Obr. 3 Šíření vln za pomoci odrazů v dielektrickém vlnovodu [3].	6
Obr. 4 Ukázka kritického úhlu dopadající vlny na rozhraní dvou prostředí [3].	7
Obr. 5 Typy kovových vlnovodů [3].	7
Obr. 6 Rozložení elektrického pole pro vid TE_{10} ve struktuře SIW [4].	8
Obr. 7 Porovnání vyzařování pro obecný vlnovod a trychtýřový vlnovod	9
Obr. 8 Horní a boční pohled na tištěný motiv trychtýřové SIW antény [5].	10
Obr. 9 Druhy trychtýřů: a) jehlanový trychtýř b) plochý trychtýř E c) plochý trychtýř H [6].	11
Obr. 10 Zobrazení ústí plochého trychtýře [6].	13
Obr. 11 Znázornění siw struktury	16
Obr. 12 Zobrazení přechodu SIW - mikropásek	17
Obr. 13 Zobrazení koplanárního napájení [11]	18
Obr. 14 Rozměry trychtýřové antény [13]	19
Obr. 15 Zobrazení planárních rezonátorů	20
Obr. 16 Činitel odrazu trychtýřové antény pro frekvenci 8 GHz a materiál CuClad	22
Obr. 17 Vyzařování antény na frekvenci 8 GHz a materiál CuClad	23
Obr. 18 Směrové charakteristiky trychtýřové antény v rovině H a E pro frekvenci 8 GHz a materiál CuClad	23
Obr. 19 Činitel odrazu trychtýřové antény pro frekvenci 8 GHz a materiál FoamClad	24
Obr. 20 Vyzařování antény na frekvenci 8 GHz a materiál FoamClad	24
Obr. 21 Směrové charakteristiky trychtýřové antény v rovině H a E pro frekvenci 8 GHz a materiál FoamClad	25
Obr. 22 Činitel odrazu trychtýřové antény pro frekvenci 60 GHz a materiál CuClad	26
Obr. 23 Vyzařování antény na frekvenci 60 GHz a materiál CuClad	26
Obr. 24 Směrové charakteristiky trychtýřové antény v rovině H a E pro frekvenci 60 GHz a materiál CuClad	27
Obr. 25 Činitel odrazu trychtýřové antény pro frekvenci 60 GHz a materiál FoamClad	27
Obr. 26 Vyzařování antény na frekvenci 60 GHz a materiál FoamClad	28
Obr. 27 Směrové charakteristiky trychtýřové antény v rovině H a E pro frekvenci 60 GHz a materiál FoamClad	28

Obr. 28 Činitel odrazu trychtýřové antény při vyzařování do 3D textilu, materiál CuClad	29
Obr. 29 Vyzařování trychtýřové antény do 3D textilu při použití materiálu CuClad	29
Obr. 30 Směrové charakteristiky trychtýřové antény vyzařující do 3D textilu v rovinách H a E, materiál CuClad	30
Obr. 31 Činitel odrazu trychtýřové antény při vyzařování do 3D textilu, materiál FoamClad	30
Obr. 32 Vyzařování trychtýřové antény do 3D textilu při materiálu FoamClad	31
Obr. 33 Směrové charakteristiky trychtýřové antény vyzařující do 3D textilu v rovinách H a E, materiál FoamClad.....	31
Obr. 34 Činitel odrazu trychtýřové antény s mikropáskovým napájením, materiál CuClad	32
Obr. 35 Vyzařování trychtýřové antény s mikropáskovým napájením, použitý materiál CuClad	33
Obr. 36 Činitel odrazu trychtýřové antény s mikropáskovým napájením, materiál FoamClad.....	33
Obr. 37 Vyzařování trychtýřové antény s mikropáskovým napájením, materiál FoamClad.....	34
Obr. 38 Činitel odrazu trychtýřové antény při struktuře dvou antén na sobě, materiál CuClad	35
Obr. 39 Vyzařování trychtýřové antény při struktuře dvou antén na sobě, materiál CuClad	35
Obr. 40 Směrové charakteristiky v rovině H a E, při struktuře dvou antén na sobě a materiálu CuClad	36
Obr. 41 Činitel odrazu trychtýřové antény při struktuře dvou antén na sobě, materiál FoamClad.....	36
Obr. 42 Vyzařování trychtýřové antény při struktuře dvou antén na sobě, materiál FoamClad.....	37
Obr. 43 Směrové charakteristiky v rovinách H a E, při struktuře dvou antén na sobě a materiálu FoamClad.....	37
Obr. 44 Struktura realizované antény s rozměry	38
Obr. 45 Závislost činitele odrazu na frekvenci pro dva typy napájení	39
Obr. 46 Směrové charakteristiky v rovinách H a E pro dva různé typy napájení	40
Obr. 47 Závislost činitele odrazu na frekvenci při rozmítání w_{siw}	40
Obr. 48 Směrové charakteristiky v rovině H a E pro rozmítání w_{siw}	41
Obr. 49 Závislost činitele odrazu na frekvenci při rozmítání W_h	41
Obr. 50 Směrové charakteristiky v rovině H a E pro rozmítání W_h	42
Obr. 51 Závislost činitele odrazu na frekvenci při rozmítání l_{rez}	42

Obr. 52 Směrové charakteristiky v rovině H a E pro rozmítání l_{rez}	43
Obr. 53 Závislost činitele odrazu na frekvenci při rozmítání s_0	44
Obr. 54 Směrové charakteristiky v rovině H a E pro rozmítání s_0	44
Obr. 55 Závislost činitele odrazu na frekvenci při změně vzdálenosti vodivé vrstvy od antény	45
Obr. 56 Směrové charakteristiky v rovině H a E při změně vzdálenosti vodivé vrstvy od antény	45
Obr. 57 Závislost přenosu na frekvenci pro dvě anténní struktury nad vodivou vrstvou	46
Obr. 58 Vrchní pohled vyrobené a spojené anténní struktury	47
Obr. 59 Závislost činitele odrazu na frekvenci pro měření ve volném prostředí	48
Obr. 60 Závislost činitele odrazu na frekvenci pro měření na vodivé vrstvě	49
Obr. 61 Směrové charakteristiky v rovině H a E pro frekvence $f = 8$ GHz a $f = 8,2$ GHz	49
Obr. 62 Závislost přenosu na frekvenci pro dvě anténní struktury nad vodivou vrstvou	50
Obr. 63 Závislost přenosu na frekvenci dvou anténních struktur nad vodivou vrstvou pro porovnání simulace a měření	51

SEZNAM TABULEK

Tab. 1 Tabulka parametrů daných materiálů	14
Tab. 2 Tabulka rozměrů realizované antény.....	38

ÚVOD

Tato diplomová práce se zabývá návrhem konceptu antén. Konkrétně se jedná o antény pro přenos energie podél střechy automobilu pracující na dvou různých kmitočtech 8 GHz a 60 GHz. Koncept antén nezávisí pouze na volbě kmitočtu, ale i na volbě vhodného materiálu. Vzhledem k dostupnosti a vlastnostem dielektrických materiálů je pracováno s materiály CuClad 217 a FoamClad.

Návrh antén je optimalizován pro příjem a vysílání povrchových vln. Velmi důležitým parametrem antén je jejich vyzařovací charakteristika, která by měla obsahovat pouze hlavní svazek ve vertikálním směru bez postranních laloků. Při volbě antény pro tuto problematiku bylo prostudováno velké množství realizací a jako nejvhodnější typ byla zvolena trychtýřová anténa. Její největší výhodou je úzká směrovost hlavního svazku s minimálními postranními laloky.

Z navrženého konceptu antén byla vybrána jako nejvhodnější struktura dvou antén pracujících na kmitočtu 8 GHz. Vybrán byl také materiál FoamClad, protože dosahoval lepších parametrů a vlastností. Tato struktura byla v počátku vytvořena pomocí dvou shodných vlnovodů, mezi kterými byla přenášena energie štěrbinou. Dalším krokem bylo rozšíření štěrbin o trychtýřovou část. K anténě bylo následně vybráno mikropáskové napájení a navrženy planární rezonátory pro vylepšení vyzařovacích charakteristik. Posledním návrhovým a simulačním krokem byla přeměna anténní struktury na SIW strukturu.

Takto navržená anténní struktura byla vyrobena a následovalo komplexní proměření veškerých parametrů a charakteristik. Dosažené výsledky byly porovnávány se simulacemi a komentovány difference. V poslední části je hodnocení dosažených výsledků a odůvodnění rozdílů.

1 ŠÍŘENÍ ELEKTROMAGNETICKÝCH VLN

Nejvíce využívaným prostředím pro šíření elektromagnetických vln je atmosféra. Hlavními faktory, které ovlivňují šíření těchto vln, jsou povrch Země a ionizované vrstvy atmosféry. Nejprve bude uveden stav, kdy uvedené faktory jsou bezpředmětné.

Za pomoci této úvahy lze považovat atmosféru za prostor s elektrickými vlastnostmi vakua. Pro bezeztrátové prostředí je definován zdroj záření činitelem směrovosti D_1 a vyzářeným výkonem P_Σ . Tento zdroj ve vzdálenosti r vytváří intenzitu elektrického pole efektivní hodnoty $E = \sqrt{30P_\Sigma D_1}/r$, která je obdobná s hustotou výkonu $\Pi = E^2/120\pi$. Při stručném výzkumu vyzařování a příjmu vln je ověřeno, že bezeztrátová přijímací anténa s činitelem směrovosti D_2 , za podmínky umístění v elektrickém poli intenzity E , přemění do přizpůsobené zátěže přijímaný výkon $P_{př}$:

$$P_{př} = \Pi \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot D_2 = P_\Sigma \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \cdot D_1 D_2. \quad (1)$$

Ovšem pokud uvažujeme atmosféru za reálnou, tak je třeba počítat s tím, že při průchodu elektromagnetické vlny atmosférou jsou tyto vlny tlumeny. Při výzkumu nižších vrstev atmosféry (troposféra) jsou výrazně ovlivňovány elektromagnetické vlny od frekvencí v řádu několika GHz, ale existují i prostory s odlišnými specifikacemi - ionizované oblasti. Ve většině přenosových prostředí je potřeba uvažovat vliv útlumu W , který je nutno doplnit do vzorců pro výpočet elektrické intenzity a přijímaného výkonu pro reálné prostředí. Vzorce pro šíření vln volným prostředím jsou následující:

$$E = \frac{\sqrt{30P_\Sigma D_1}}{r} \cdot W. \quad (2)$$

$$P_{př} = P_\Sigma \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \cdot D_1 D_2 \cdot W^2. \quad (3)$$

Největší využití těchto vzorců je při návrhu tras, právě pokud je přímá viditelnost mezi vysílací a přijímací anténou a vliv Země je zanedbatelný. Tento vliv je reprezentován převážně odraženými vlnami. Odražené vlny mají malou intenzitu pole, i když rozdílnost dráhy přímé a odražené vlny je značný (např. spoj mezi blízko a vysoko letícími letadly), nebo při vysokých frekvencích, kdy v místě odrazu nastává rozptyl na terénních nerovnostech. Odražená vlna je závislá taktéž na směrových účincích antén, bývá však často potlačena. Vzorce 2 a 3 jsou použitelné pouze při dostatečné velikosti antén, přímé viditelnosti a frekvenčním rozsahem od stovek MHz do desítek GHz [1].

1.1 Šíření podél zemského povrchu

Nejvíce případů nastává při spojení mezi dvěma místy na Zemi, kdy se vlna šíří mezi dvěma různými prostředími (vzduchem a zemí). Z důvodu, že se bude řešit převážně vliv tohoto rozhraní, tak bude vzduch v blízkosti nad zemí považován za homogenní prostředí popsané parametry ε_0 a μ_0 . Země bude uvažována za hladkou kouli, která je tvořena homogenní izotropní vrstvou a charakterizována parametry ε_0 a

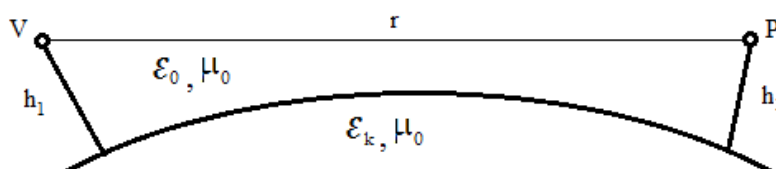
$$\varepsilon_k = \varepsilon_{kr} \cdot \varepsilon_0 = (\varepsilon_r - j60\lambda_0\gamma) \cdot \varepsilon_0, \quad (4)$$

kde ε_r je relativní permitivita prostředí, v tomto případě Země, γ je měrná vodivost obdenného prostředí a λ_0 je vlnová délka ve volném prostoru. Pro porovnání jsou uvedeny běžné hodnoty těchto parametrů. Pro suché půdy nabývají tyto veličiny hodnot $\varepsilon_r = 4 \div 6$, $\gamma = (5 \cdot 10^{-4} \div 5 \cdot 10^{-3})$ S/m a pro vlhké půdy dosahují hodnot $\varepsilon_r = 10 \div 30$, $\gamma = (5 \cdot 10^{-3} \div 5 \cdot 10^{-2})$ S/m. Mořská voda má hodnoty přibližně $\varepsilon_r = 80$, $\gamma = 4$ S/m.

Zemský povrch je tedy dielektrické, částečně vodivé těleso. Vliv samotné Země na šíření elektromagnetických vln je frekvenčně závislý. Pro nízké frekvence je v zemi dominantní vodivý proud, který převažuje nad posuvným proudem. Země se tedy přibližuje k dokonale vodivému tělesu, i když vodivost např. mědi je hodnotou přibližně 10^{10} krát větší než je vodivost zemské půdy. Na rozdíl od vysokých frekvencí plní dominantní roli proudy posuvné nad vodivými a Země tedy dosahuje vlastností dielektrického tělesa. Frekvence zlomu mezi vodivým a posuvným proudem je u suché půdy přibližně 4 MHz a u vlhké půdy asi 10 MHz [1].

Šíření elektromagnetických vln podél rozhraní vzduchu a Země je zobrazeno na Obr. 1. V této situaci je zdroj elektromagnetického vlnění umístěn ve výšce h_1 a přijímací anténa ve výšce h_2 , kde je měřena intenzita elektrického a magnetického pole. Vzdálenost vysílače V od přijímače P se značí r . Zdrojem záření je vyvoláno elektromagnetické vlnění, které se šíří všemi směry prostoru nad zemským povrchem, ovšem měřeno je pouze na přijímací anténě. Toto vlnění se nešíří pouze nad povrchem Země, ale proniká i do Země a tam se díky tomu pohybují volné elektrony. Díky tomu vznikají sekundární proudy, které se musí přičíst k intenzitě v bodě pozorování P. Součet intenzity primárního a sekundárního pole musí splňovat okrajové podmínky, které platí ve veškerém rozhraní vzduchu a Země. Tyto podmínky jsou následující:

$$E_{t \text{ vzduch}} = E_{t \text{ zem}}, \quad \varepsilon_0 E_{n \text{ vzduch}} = \varepsilon_k E_{n \text{ zem}}$$



Obr. 1 Zobrazení vysílání elektromagnetických vln podél zemského povrchu [1].

1.2 Povrchová vlna

Pokud uvažujeme velmi malé výšky vysílací a přijímací antény pak má největší význam při šíření povrchových vln činitel útlumu $W(x)$. Útlum povrchových vln se zvyšuje se vzdáleností trasy, snížením vodivosti povrchu a vzrůstem kmitočtu. Jedná-li se o vertikální polarizaci, tak šíření dlouhých vln dosahuje malého útlumu na vzdálenost stovek kilometrů. Na rozdíl od vlny s vyšším kmitočtem řádově desítky MHz se povrchová vlna vyskytuje, pouze když při malých výškách antén nepřevládá vliv prostorových vln. Pouze za předpokladu dokonale vodivé plochy je možné využívat mnohonásobně vyšší frekvence. Pracovní dosah povrchové vlny je poměrně malý, což ovšem přesně vyhovuje naší problematice [1].

K obdobným výsledkům lze dospět při výzkumu horizontálně polarizované povrchové vlny, ovšem tyto vlny mají na rozdíl od vertikálně polarizovaných vln mnohem větší útlum a jejich využití pro spojení je prakticky mizivá.

Útlum vertikálně a horizontálně polarizovaných antén lze vypočítat podle vztahu:

$$W(x) = 1 - 2\sqrt{x} \cdot e^{-x} \int_{-\infty}^{\sqrt{x}} e^{+\alpha^2} \cdot d\alpha, \quad (5)$$

kde x je číselná vzdálenost, kdy pro dané polarizace platí vztahy:

$$|x_v| = \frac{\pi r}{\lambda} \cdot \frac{\sqrt{(\varepsilon_r - 1)^2 + (60\lambda_0\gamma)^2}}{\varepsilon_r^2 + (60\lambda_0\gamma)^2}, \quad (6)$$

kde $|x_v|$ vyjadřuje číselnou vzdálenost pro vertikální polarizaci

$$|x_h| = \frac{\pi r}{\lambda} \cdot \sqrt{(\varepsilon_r - 1)^2 + (60\lambda_0\gamma)^2}, \quad (7)$$

kde obdobně $|x_h|$ je označení pro horizontální polarizaci.

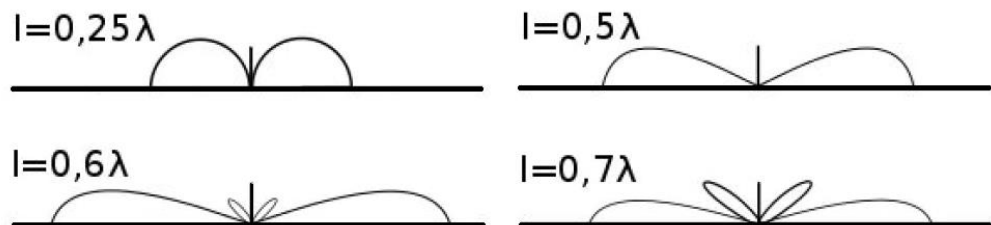
Při hodnotách x větších jak 10 lze vzorec pro útlum přibližně upravit do tvaru:

$$W(x) \doteq \frac{1}{2|x|}, \quad (8)$$

Útlum povrchové vlny závisí především na délce trasy, kdy s delší trasou roste úměrně i útlum. Útlum roste i při zvýšení frekvence, ale naopak roste při poklesu vodivosti půdy. Při využití vertikální polarizace je dosah dlouhých vln v řádech stovek kilometrů s malým útlumem. Na rozdíl od vln s nízkou frekvencí v řádu desítek MHz je povrchová vlna nejvíce uvažována, když nemůže převládnout vliv prostorové vlny. To je pouze při malých výškách antén [1].

1.3 Buzení povrchových vln

Pro buzení povrchových vln je nejvhodnější využití vertikálně polarizované vlny, která disponuje menším útlumem, než horizontálně polarizovaná vlna. V horizontální rovině je požadován hlavní lalok rovnoběžný se směrem šíření vlny a poměrně malý vyzařovací úhel ve vertikální rovině. Těchto podmínek je dosaženo při použití antény, která se nazývá vertikální vodič a je umístěna v blízkosti vodivého povrchu. Vertikální vodič vyzařuje všesměrově v horizontální rovině, naopak ve vertikální rovině je směrová charakteristika závislá na poměru délky vodiče a vlnové délky. Jako vertikálního vodiče bývá často využíván monopól. Při zvyšování délky se snižuje úhel hlavního laloku. Demonstrace různých vyzařovacích diagramů ve vertikální rovině pro odlišné poměry vlnové délky a délky vodiče jsou zobrazeny na Obr. 2 [1].



Obr. 2 Směrové charakteristiky vertikálního vodiče ve vertikální rovině [2].

Při dedukci směrových charakteristik je patrné, že nejvhodnější volba velikosti vodiče je v rozmezí 0,5 – 0,6 násobku vlnové délky a pozici vodiče co možná nejblíže vodivého povrchu. Tato volba je z důvodu postranních laloků, které se objevují při délce vyšší, než je $0,5\lambda$. Ovšem antény navržené pro dané rozmezí vlnových délek jsou obtížně přizpůsobitelné a vykazují se malou účinností záření. Odstranění těchto problémů je možné pomocí kapacitního prodloužení antény, rozšířením tloušťky anténního vodiče, či uzemněním [1] a [2].

1.4 Šíření povrchových vln v blízkosti vodivých povrchů

Střecha automobilu je z převážné části tvořena kovovým materiálem, ale může obsahovat také sklo, může se jednat o čelní nebo zadní sklo, ale i střešní okénko. Tento problém je potřeba zakomponovat do problematiky šíření povrchových vln podél střechy automobilu. Energie povrchových vln se šíří převážně v blízkosti kovového materiálu a při zvýšení vzdálenosti od vodivé vrstvy exponenciálně klesá. Podmínka šíření povrchové vlny je splněna, pokud je vodivý proud dominantnější nad posuvným proudem. Rozhraní kov – vzduch tuto podmínku bez problému splňuje, ovšem při použití odlišného materiálu je nutné zajistit alespoň částečnou vodivost [2].

Povrchová vlna je nejvíce ovlivněna útlumem, který roste se zvyšující se frekvencí, vzdáleností od zdroje záření a poklesu vodivosti materiálu, na které se vlna šíří. Maximální použitelná frekvence povrchové vlny je omezena především vodivostí a permitivitou materiálu. Zvýšení frekvenčního použití povrchové vlny se dosáhne při dokonale vodivé ploše [2].

2 VLNOVODY

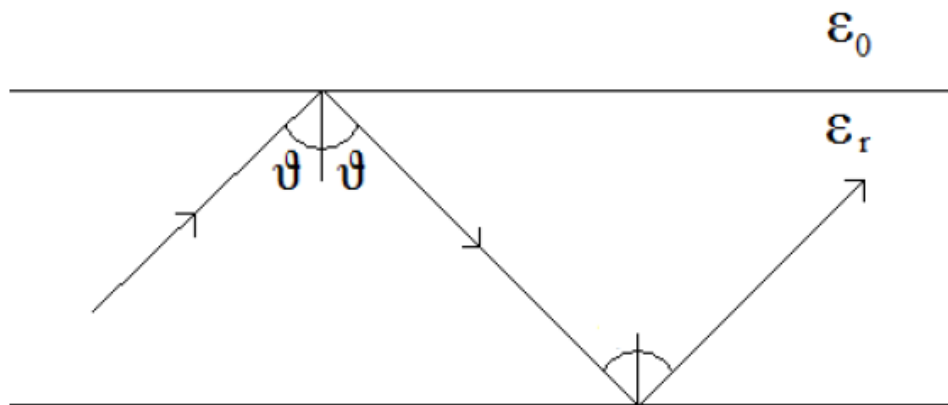
Vlnovod je ve své podstatě zařízení, kterým je vedena elektromagnetická vlna. Mezi vlnovody patří veškeré vedení obsahující dva dráty (např. koaxiální, páskové a vedení všech speciálních druhů v oblastech dm, cm a mm vln). Obdélníkový vlnovod je interpretován jako vedení, kde je příčný rozměr řádově obdobný s přenášenou délkou vlny. Vlnovody slouží k přenosu energie v kmitočtovém rozsahu 1 až 100 GHz. Při dělení vlnovodů podle materiálu jsou rozlišeny vlnovody dielektrické a kovové [3].

2.1 Dielektrické vlnovody

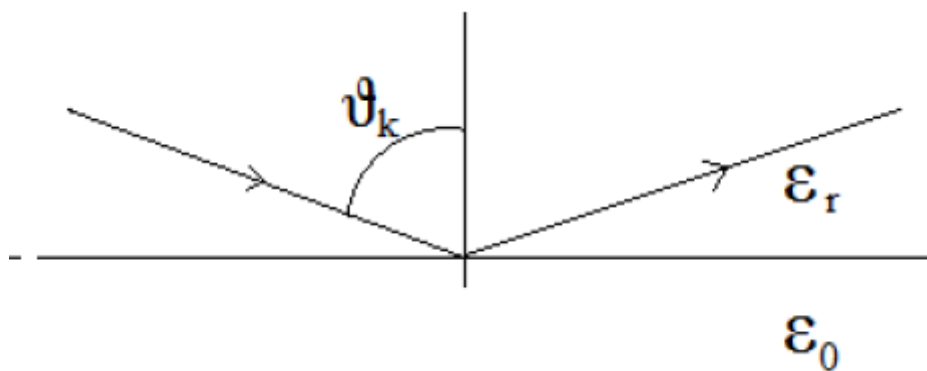
Při výběru dielektrického materiálu k výrobě vlnovodu se klade největší důraz na vysokou relativní permitivitu a dostatečně malé ztráty v daném materiálu. Šíření elektromagnetických vln dielektrickým vlnovodem je realizováno pomocí odrazů mezi dvěma prostředími, což je zobrazeno na Obr. 3. Aby bylo zabráněno úniku energie, musí ve vlnovodu na rozhraní dvou prostředí nastat totální odraz. Tato situace je znázorněna na Obr. 4 a nastane tehdy, pokud je úhel dopadající vlny větší než kritický úhel ϑ_k . Kritický úhel lze snadno vypočítat za pomoci permitivit materiálů uvnitř a venčí vlnovodu, kdy vzorec je následující:

$$\sin \vartheta_k = \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\varepsilon_r}}, \quad (9)$$

kde ε_0 je permitivita okolního materiálu (většinou vzduch) a ε_r značí relativní permitivitu daného substrátu vlnovodu. Pomocí vzorce je dané, že permitivita materiálu ve vlnovodu musí být vyšší než permitivita okolí. Při zvyšování tohoto poměru se snižuje kritický úhel a díky tomu může dopadat kolmější vlna na rozhraní vlnovodu, bez následné ztráty způsobené lomem vlny. Úhel dopadající vlny na stěnu vlnovodu je však závislý také na rozměrech vlnovodu a na vlnové délce vlny [3].



Obr. 3 Šíření vln za pomoci odrazů v dielektrickém vlnovodu [3].

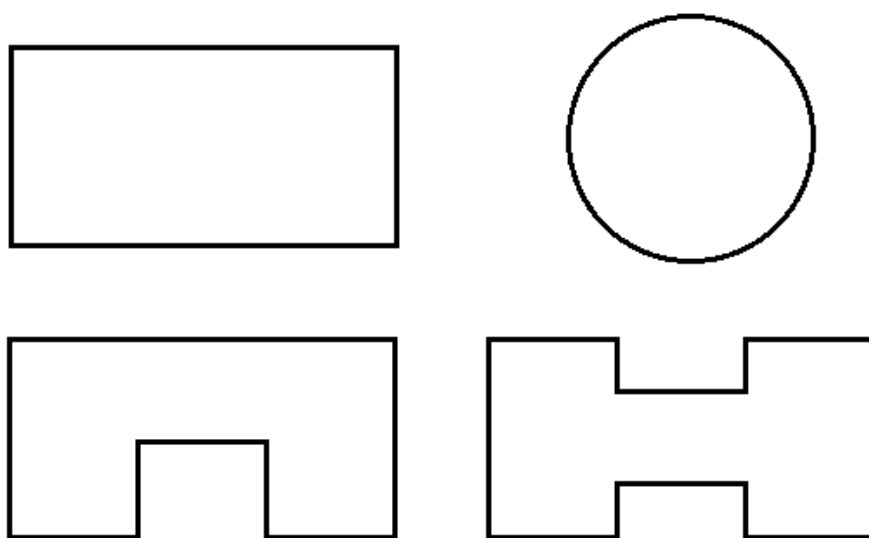


Obr. 4 Ukázka kritického úhlu dopadající vlny na rozhraní dvou prostředí [3].

Nejvíce využívané vlnovody jsou kruhového nebo obdélníkového průřezu, za použití materiálu s velmi vysokou permitivitou a nízkými ztrátami. Nejčastější využití těchto vlnovodů je jako optických vláken ve viditelné a infračervené oblasti frekvenčního spektra [3].

2.2 Kovové vlnovody

Kovové vlnovody se vyrábějí jako trubice různých rozměrů, za použití kovového materiálu (Obr. 5). Nejvíce využívané tvary jsou obdélníkové nebo kruhové. Při rozšíření pracovního pásma u obdélníkových vlnovodů, vznikají tvary H nebo Π, avšak tyto struktury přenáší menší výkon. Příčné rozměry kovových vlnovodů úzce souvisí s vlnovou délkou, a proto dosahují praktických rozměrů až v řádech GHz. Z tohoto důvodu mají nejčastější využití u systémů pro družicové komunikace a radiolokátory. Zde fungují zejména pro přenos energie z vysokofrekvenčních generátorů k anténám, ale také pro přenesení přijatého signálu z antén k vysokofrekvenčnímu stupni přijímače [3].



Obr. 5 Typy kovových vlnovodů [3].

2.3 Vlnovody integrované do substrátu (SIW)

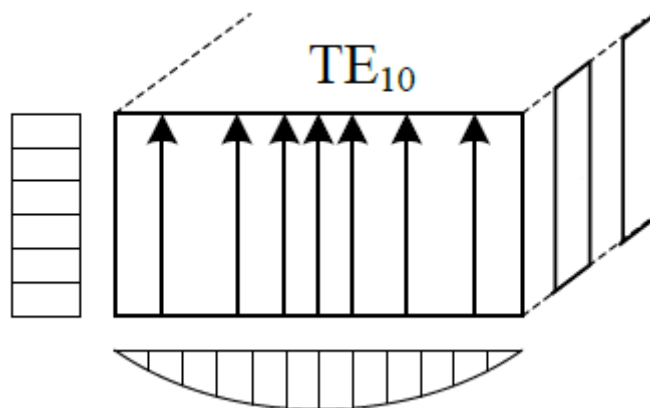
Pomocí technologie vlnovodu integrovaného do substrátu (SIW– Substrate Integrated Waveguide) je možné vytvářet v podstatě všechny planární anténní struktury, za využití obvyklých materiálů pro výrobu plošných spojů. Technologie SIW je nejvíce využívána pro oblast milimetrových vln, kde se kladně uplatňuje především díky vhodné velikosti. Struktura SIW je tvořena prokvy, které spojují vrchní a spodní vodivé vrstvy určitého substrátu. Tyto prokvy nahrazují klasické vlnovody obdélníkových tvarů, protože šíření elektromagnetické vlny je provázáno stejným mechanismem, avšak vzdálenost prokovených otvorů musí být dostatečně malá, aby nedocházelo k vyzařování energie. Vlastnosti této topologie jsou obdobné jako u klasických vlnovodů - vysoký činitel jakosti, vysoká výkonová zatížitelnost a vlastní elektrické stínění [4].

2.3.1 Návrh

Při návrhu SIW struktury se postupuje podobně jako při návrhu klasických vlnovodů obdélníkových tvarů z kovových materiálů. Konstrukce je provedena na substrátu, kde je na vrchní a spodní část nanášena vrstva elektricky vodivého materiálu. Spojení těchto částí je provedeno pomocí prokovených otvorů s vhodnými rozměry. Počáteční návrh zahrnuje konstrukci vlnovodu s délkou l , šířkou w a tloušťkou substrátu h . Šířka vlnovodu bývá ve značné části literatur označována také symbolem a . Veškerý dosavadní návrh je odvozen od relativní permitivity daného substrátu, pracovní frekvenci vlnovodu a ztrátového činitele $\tan\delta$ [4].

2.3.2 Šíření EM vln strukturou SIW

Šíření vln ve struktuře SIW je obdobné jako u obdélníkového kovového vlnovodu, za podmínky tenké vodivé vrstvy napařené na vrchní a spodní části dielektrického materiálu, které jsou spojeny prokvy. Vlnovod vytvořený SIW strukturou pracuje nejčastěji ve stavu jednovidovosti a využívá tedy šíření vidu TE_{10} , který je zobrazen na Obr. 6. Tento vid je odlišný od klasických vlnovodů, ale může se ve struktuře SIW vytvořit a šířit bezztrátově jako v obdélníkovém kovovém vlnovodu [4].

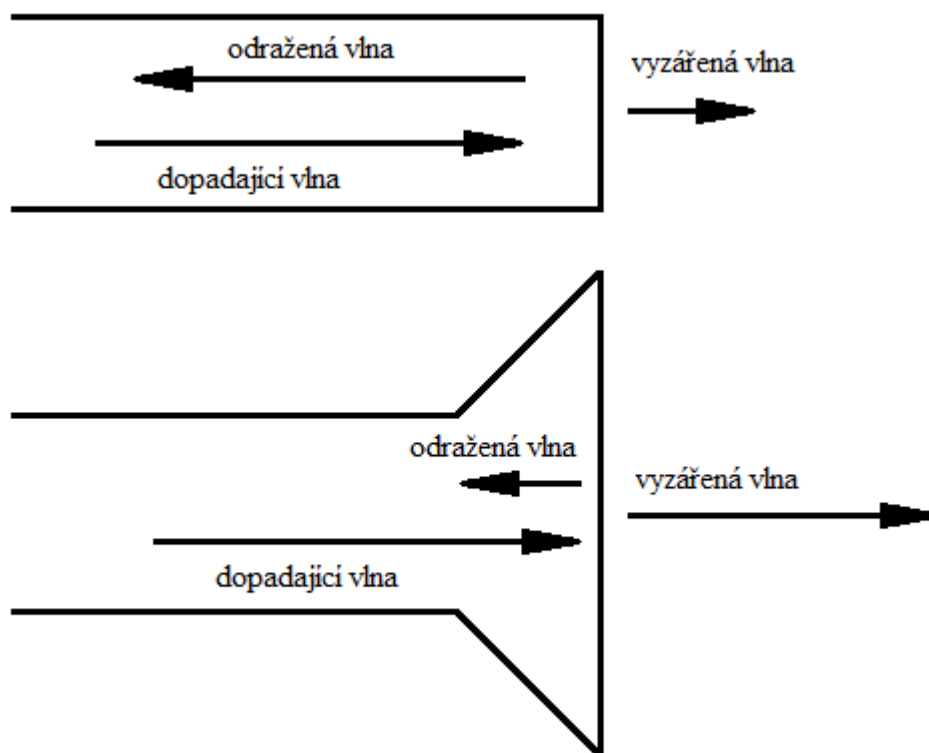


Obr. 6 Rozložení elektrického pole pro vid TE_{10} ve struktuře SIW [4]-

3 TRYCHTÝŘOVÉ ANTÉNY

Při použití oblasti centimetrových a milimetrových vln se nejčastěji používají pro přenos energie vlnovody, které jsou využity nejen pro vedení energie, ale i pro vyzařování. Podle teorie vyzařování si lze konec vlnovodu představit jako plochu ozářenou elektromagnetickým polem. Teoretický předpoklad je takový, že pole vznikající na konci vlnovodu je vytvořeno pomocí dopadající a odražené vlny. Při šíření elektromagnetické vlny vlnovodem není uvažováno o vyšších typech vln a proudů, které vznikají na konci vlnovodu. Otevřený konec vlnovodu je prakticky málo směrová anténa, a z tohoto důvodu by vlnovod mohl být využit pouze jako vysílací anténa k odlišné směrové anténě. Otevřené ústí vlnovodu má ovšem velmi malou směrovost, vysoký činitel odrazu, a také není vhodně impedančně přizpůsobeno. V ústí vlnovodu musí nastávat transformace z TE nebo TM vlny na TEM vlnu ve volném prostoru [6].

Pro dosažení úzkého hlavního laloku směrové charakteristiky je nutné rozšíření zářící plochy. Základním způsobem jak toho dosáhnout je použití trychtýřového vlnovodu. V trychtýřové anténě jsou zachovány vlastnosti vlnovodu a zvětšování parametrů přispívá ke zlepšení přizpůsobení k okolnímu prostředí (Obr. 7).



Obr. 7 Porovnání vyzařování pro obecný vlnovod a trychtýřový vlnovod

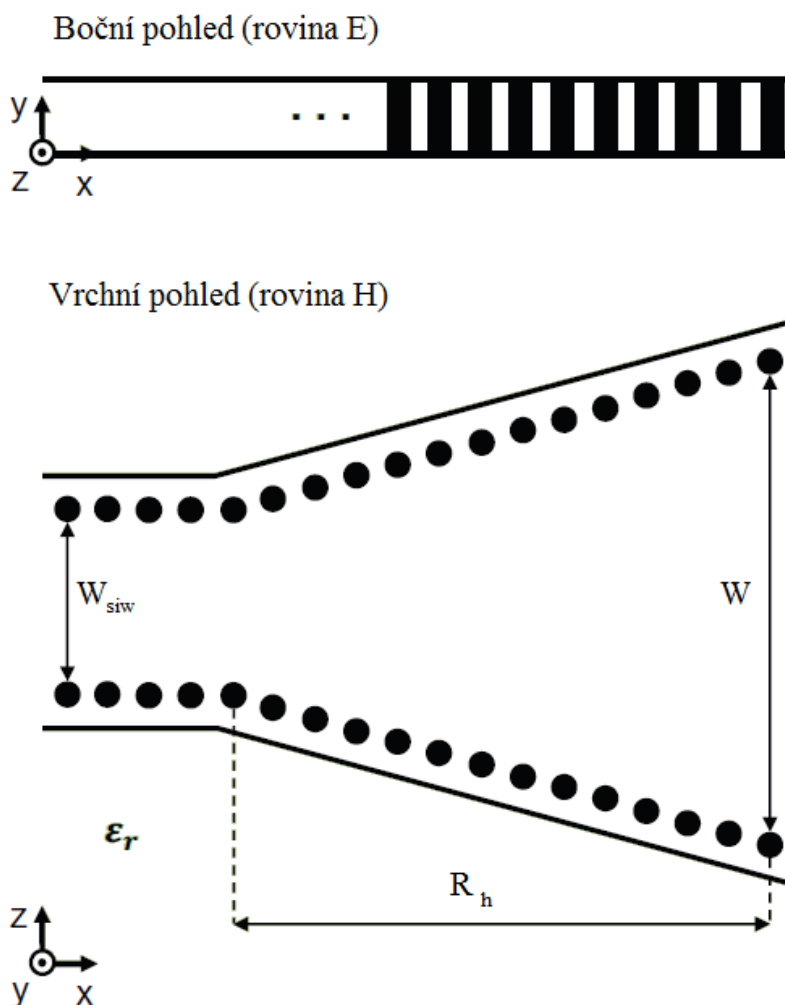
Koeficient odrazu je vyjádřen pomocí vztahu:

$$|\Gamma| = \frac{1 - \lambda/\lambda_g}{1 + \lambda/\lambda_g}, \quad (10)$$

kde λ_g značí vlnovou délku ve vlnovodu.

Při zvětšování rozměrů vlnovodu se bude λ_g blížit velikosti λ a výsledný koeficient odrazu $|\Gamma|$ bude dosahovat hodnoty 0. Za této podmínky lze konstatovat, že použití trychtýřové antény nevylepší pouze směrovost, ale i přizpůsobení k vnějšímu okolí.

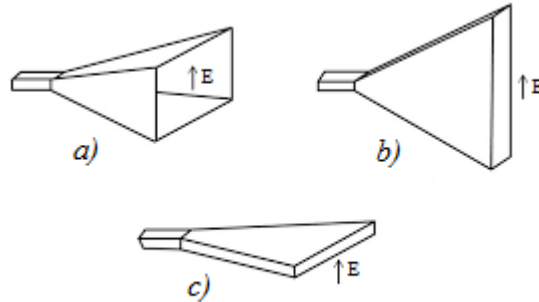
Tištěný motiv nabízí možnosti jak překonat tyto problematické hranice, které představují trychtýřové antény vytvořené technologií SIW, za pomoci výroby úzkých substrátů (tloušťka menší než $\lambda_0/10$). Tento motiv je leptán na stejném dielektrickém materiálu jako anténa a není zde požadováno užití netištěných prvků. Díky tomu je výrobní proces usnadněn a zároveň jsou zachovány výhody SIW technologie. Ukázka tištěného motivu trychtýřové antény v rovině E a H je zobrazena na Obr. 8 [5] a [6].



Obr. 8 Horní a boční pohled na tištěný motiv trychtýřové SIW antény [5].

3.1 Konstrukce

Základní typy trychtýřových antén zobrazené na Obr. 9 lze rozlišit podle tvaru na trychtýře ploché, či jehlanové. Vlastnosti trychtýřových antén jsou odvozeny od velikosti ústí a závisí na rozložení budícího pole ústí. Vyzařované pole je tedy závislé na určitém vidu, kterým je daná trychtýřová anténa buzena.



Obr. 9 Druhy trychtýřů: a) jehlanový trychtýř b) plochý trychtýř E c) plochý trychtýř H [6].

Při volbě různé konstrukce trychtýřové antény závisí především na požadovaných výstupních hodnotách, např. směrovosti antény, vyzařovacím diagramu, polarizaci pole nebo impedančním přizpůsobení. Jehlanové trychtýře jsou nejvíce využívanými trychtýřovými anténami, protože lze za pomoci vhodného návrhu určit jejich vlastnosti s přesností na desetiny dB. U plochých trychtýřů se mění vyzařovací charakteristika pouze v jedné rovině pole E nebo H. Označení je také podle toho, jestli se zvětšují rozměry v rovině E nebo H [6].

3.2 Rozbor trychtýřových antén

Prvním úkolem je určení pole v ústí trychtýře. Tento problém je řešen pomocí Maxwellových rovnic za použití nekonečně dlouhého trychtýře a předpokladu, že výsledné řešení je platné i pro trychtýř určité délky. Při šíření elektromagnetické vlny vlnovodem je vlnoplocha kolmá na tloušťku substrátu vlnovodu a fáze v ústí vlnovodu je tedy konstantní. V trychtýřové problematice je ovšem při uvažování plochého trychtýře vlnoplocha válcová. Elektromagnetické pole v ústí trychtýře nemá konstantní fázi, ale je funkcí polohy v ústí. Při uvažování obecného bodu daného souřadnicí x (Obr. 10) se liší fáze elektromagnetického pole od fáze místa charakterizovaného průvodičem r_0 o velikost $k(r - r_0)$. Výpočet vzdálenosti $r - r_0$:

$$r - r_0 = \sqrt{(r_0^2 + x^2)} - r_0 = r_0 \left\{ \sqrt{\left[1 + \left(\frac{x}{r_0} \right)^2 \right]} - 1 \right\}, \quad (11)$$

kde pro $x/r_0 \ll 1$ se odvodí výraz do tvaru $\sqrt{1 + (\frac{x}{r_0})^2}$, což je Taylorova řada a při zanedbání malých členů vyšších řádů lze psát vzorec:

$$r - r_0 \doteq \left(\frac{x}{r_0}\right)^2, \quad (12)$$

největšího významu tento vztah dosahuje na okraji trychtýře, kde lze vzorec přepsat do tvaru:

$$r - r_0 \doteq \frac{A^2}{8r_0}, \quad (13)$$

kde se fázová chyba vypočte:

$$\Delta\psi = k(r - r_0) = \frac{\pi A^2}{4\lambda r_0}. \quad (14)$$

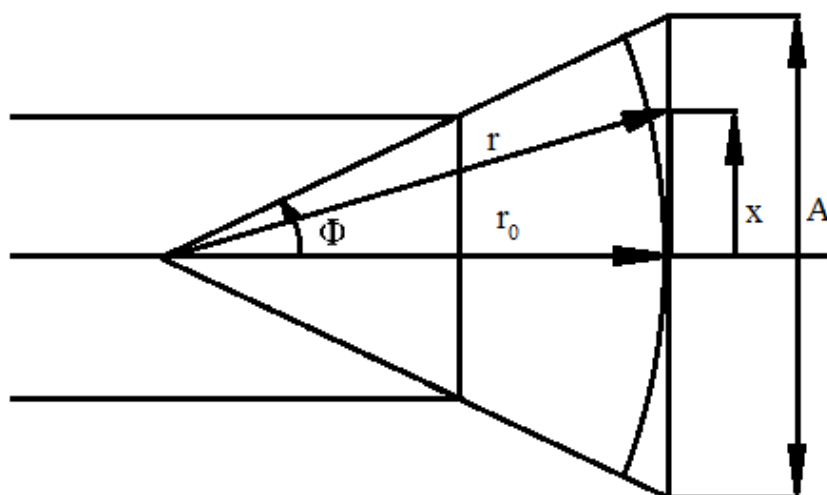
Ovšem vhodnější je vyjádření fázové chyby pomocí vrcholového úhlu trychtýře Φ :

$$\Delta\psi = \frac{2\pi r_0(1 - \cos \Phi)}{\lambda \cos \Phi}. \quad (15)$$

Pomocí tohoto vzorce lze odvodit, že za podmínky konstantního vrcholového úhlu trychtýře se lineárně zvyšuje fázová chyba s jeho délkou. Na rozdíl od vzorce (14) je patrné, že při dané velikosti ústí trychtýře A je fázová chyba nepřímo úměrná jeho délce. Při návrhu trychtýřových antén je potřeba dbát i na rozměry dané antény a proto jsou trychtýře s velkou délkou konstrukčně velmi náročné [6].

Z tohoto důvodu je nejlepším řešením nalezení kompromisu, kdy není velikost trychtýře příliš velká. Zároveň však fázová chyba rozložení pole v ústí rapidně nezhorší výkonový zisk. Maximální fázová chyba je $3\pi/4$ při které je délka trychtýře následující:

$$r_{0opt} = \frac{A^2}{3\lambda}. \quad (16)$$



Obr. 10 Zobrazení ústí plochého trychtýře [6].

Hlavním úkolem při návrhu trychtýřových antén je nalezení optimálních rozměrů: velikosti ústí trychtýře A , B (výška materiálu trychtýře) a délku trychtýře r_0 . Zadanými parametry obvykle jsou vlnová délka a šířka svazku v rovinách E a H. Ovšem pomocí těchto parametrů nelze s dostatečnou přesností navrhnout trychtýřovou anténu. Prakticky totožné vlastnosti bude mít velké množství trychtýřů, ale budou se lišit např. ve tvaru směrové charakteristiky, což souvisí s výkonovým ziskem nebo v koeficientu odrazu Γ .

Zásadním problémem však není směrová charakteristika, ale impedanční přizpůsobení. Pokud je trychtýřová anténa navržena jako vysílací prvek, tak se v napájecím vlnovodu vyskytují dva typy odražených vln. První odražené vlny jsou způsobeny nehomogenitou spoje v místě přechodu vlnovodu s trychtýřem a druhé na nestejnorodosti ústí trychtýře. V této části je důležité najít hledanou vstupní impedanci trychtýře na konci vlnovodu, kde bude daná trychtýřová anténa napájena. Tato impedance lze určit při znalosti celkového koeficientu odrazu ve vlnovodu a to díky vektorovému součtu koeficientů odrazu dílčích nehomogenit. Tento výpočet je obdobný jak pro trychtýř E, tak i pro trychtýř H [6] a [7].

4 NÁVRH ANTÉN

V kapitole návrh antén je uveden postup návrhu jednotlivých částí antén. Výpočet je proveden pro frekvenci 8 GHz a materiál FoamClad, ovšem parametry antén pro frekvenci 60 GHz a materiál CuClad 217 jsou počítány shodně. Prvním krokem je výpočet parametrů vlnovodu vytvořeného technologií SIW. V další části je z důvodu vhodné optimalizace vyzařovací charakteristiky přidán k vlnovodu trychtýř. Parametry zvažovaných materiálů jsou uvedeny v Tab. 1.

Tab. 1 Tabulka parametrů daných materiálů

Substrát	ϵ_r [-]	$tg\delta$ [-]	tloušťka h [mm]	tloušťka pokovení [μm]
CuClad 217	2,17	0,0009	1,524	35
FoamClad	1,25	0,0035	1,880	35

Vlastnosti SIW vlnovodu jsou obdobné jako při návrhu obdélníkového vlnovodu, ale v technologii SIW lze vybudit pouze vidy TE_{m0} (vidy TM zde nejsou vybuditelné), to je způsobeno malou tloušťkou substrátu. Konstrukce je zhotovena na dielektrickém substrátu FoamClad, který je na vrchní a spodní straně pokoven měděnou vrstvou. Takto vytvořená struktura je propojena na bočních stěnách prokovy. Prokovy musí být dostatečně vhodně navrženy, aby nedocházelo k vyzařování elektromagnetické vlny mimo vlnovod [8].

4.1 Návrh vlnovodu

Úvodním krokem návrhu vlnovodu je výpočet kritického kmitočtu, který je vypočten z pracovní frekvence a volí se v určitém rozmezí:

$$\frac{f_{prac}}{f_{krit}} = 1,25 \div 1,9 , \quad (18)$$

kde f_{prac} je pracovní frekvence a f_{krit} je kritický kmitočet. Hodnota tohoto poměru je zvolena 1,4 a kritický kmitočet je roven $f_{krit} = 5,714$ GHz. Tato frekvence je pro návrh velice důležitá, neboť je to mez, od které se ve vlnovodu mohou šířit elektromagnetické vlny. Volba poměru má podstatný vliv na velikost vlnovodu, a to při vyšší hodnotě klesá šířka vlnovodu [8].

Ze znalosti kritického kmitočtu se může vypočítat šířka vlnovodu w_{ef} , aby vlnovod pracoval v pásmu jednovodnosti:

$$w_{ef} = \frac{c}{2 \cdot f_{krit} \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 5,714 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{1,25}} = 23,48 \text{ mm} , \quad (19)$$

kde c je rychlost světla ve vakuu, f_{krit} kritický kmitočet a ϵ_r je relativní permitivita [8].

Pomocí šířky vlnovodu bude vypočtena mezní vlnová délka šíření vlnovodu pro vid TE_{10} :

$$\lambda_{krit} = \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{\left(\frac{m \cdot \pi}{w_{ef}}\right)^2 + \left(\frac{n \cdot \pi}{h}\right)^2}} = \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{\left(\frac{1 \cdot \pi}{0,02348}\right)^2 + \left(\frac{0 \cdot \pi}{0,00188}\right)^2}} = 46,96 \text{ mm} , \quad (20)$$

kde λ_{krit} je kritická vlnová délka, m a n jsou čísla TE vidu, w_{ef} je šířka vlnovodu a h je tloušťka substrátu. Dalším krokem je výpočet pracovní vlnové délky:

$$\lambda_{prac} = \frac{c}{f_{prac} \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{8 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{1,25}} = 33,54 \text{ mm} . \quad (21)$$

kde λ_{prac} je pracovní vlnová délka, c je rychlost světla, f_{prac} je pracovní kmitočet a ϵ_r je relativní permitivita. V další části je pomocí mezní vlnové délky dopočtena délka vlny λ_g pro pracovní frekvenci vlnovodu ze vzorce:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_{prac}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{prac}}{\lambda_{krit}}\right)^2}} = \frac{0,03354}{\sqrt{1 - \left(\frac{0,03354}{0,04696}\right)^2}} = 47,92 \text{ mm} , \quad (22)$$

kde λ_g je délka vlny vlnovodu.

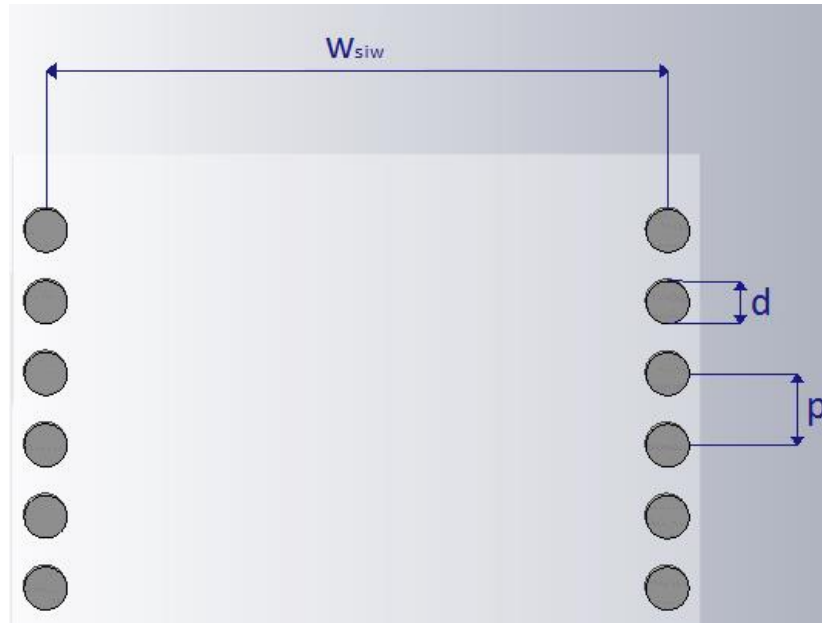
4.2 Návrh SIW struktury

V této kapitole je popsán návrh vlnovodu integrovaného do substrátu. Pro výpočet SIW struktury se vychází z podmínek:

$$p/d < 2 \quad (23)$$

$$d/w_{siw} < 1/8 \quad (24)$$

kde d je průměr prokovu, p je rozestup mezi jednotlivými prokovy a w_{siw} je šířka SIW struktury (Obr. 11). Byla zvolena podmínka $p/d = 1,6$ a pomocí vlnové délky byly dopočteny veličiny p a d [8].



Obr. 11 Znázornění siw struktury

$$1,6 \cdot \frac{d}{\lambda_{krit}} < 0,05 \rightarrow d < \frac{0,05 \cdot \lambda_{krit}}{1,6} \rightarrow d = 1,47 \text{ mm a hodnota } p = 2,35 \text{ mm}$$

Ovšem po konzultaci s výrobní laboratoří ústavu UREL byly hodnoty zvoleny jako $d = 1,4 \text{ mm}$ a $p = 2,5 \text{ mm}$. Pomocí těchto parametrů je dopočtena šířka struktury SIW a dále je pracováno s následujícím vzorcem:

$$w_{ef} = w_{siw} - 1,08 \cdot \frac{d^2}{p} + 0,1 \cdot \frac{d^2}{w_{siw}} \quad (25)$$

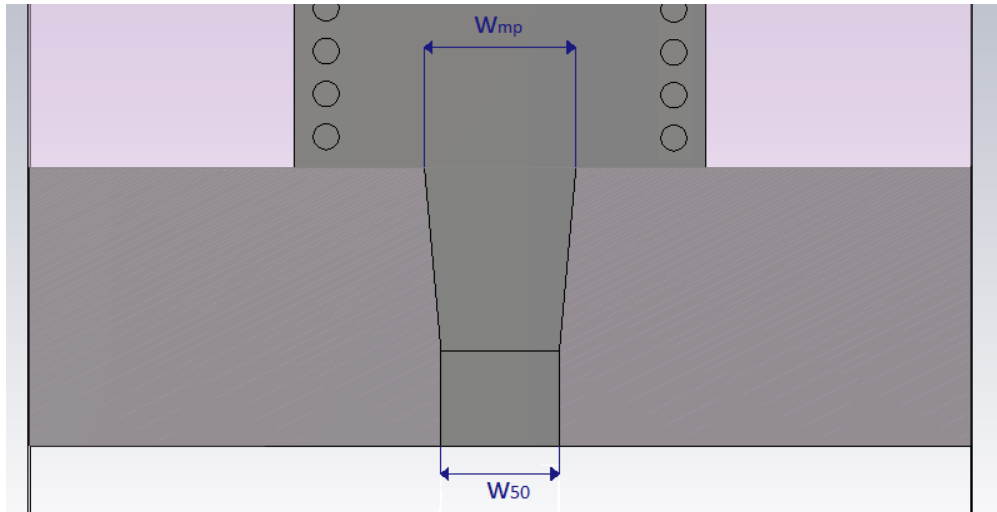
$$0,02348 = w_{siw} - 1,08 \cdot \frac{(1,4 \cdot 10^{-3})^2}{2,5 \cdot 10^{-3}} + 0,1 \cdot \frac{(1,4 \cdot 10^{-3})^2}{w_{siw}}$$

Tento vzorec je postupně upraven a výsledná šířka SIW struktury je $w_{siw} = 24,32 \text{ mm}$. Pomocí odlišného vzorce výpočtu šířky SIW struktury vychází obdobná hodnota:

$$w_{siw} = w_{ef} + \frac{d^2}{0,95 \cdot p} \rightarrow w_{siw} = 0,02348 + \frac{(1,4 \cdot 10^{-3})^2}{0,95 \cdot 2,5 \cdot 10^{-3}} = 24,31 \text{ mm} \quad (26)$$

4.3 Návrh mikropáskového napájení

V další části návrhu byly vypočteny parametry přechodu SIW-mikropásek, který je znázorněn na Obr. 12. Tento typ napájení je přiveden k SIW struktuře pomocí impedančního transformátoru. Použití impedančního transformátoru je velmi jednoduché a nejvhodnější pro danou situaci. Mikropáskové přechody na SIW strukturu jsou realizovány pomocí zužujícího se mikropáskového vedení, kdy jsou obě části vytvořeny na jednom substrátu [8].



Obr. 12 Zobrazení přechodu SIW - mikropásek

Pro nalezení rozměrů 50Ω připojení napájecí části mikropásku byl použit výpočetní program Microstrip Line Calculator [9], pomocí kterého byla vypočtena šířka 50Ω vedení mikropásku $W_{50} = 5,88$ mm. Šířka přechodu SIW-mikropásek je dopočtena pomocí dvou impedančních rovnic:

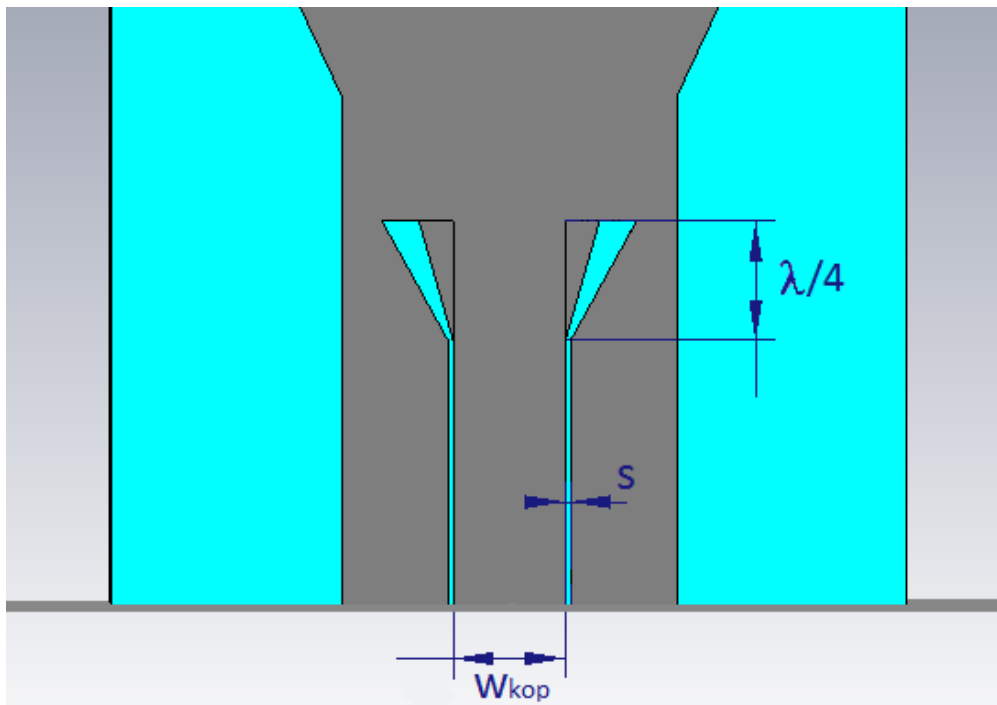
$$Z_e = \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot h \cdot \left[\frac{W_{mp}}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W_{mp}}{h} + 1,444 \right) \right]} \quad (27)$$

$$Z_e = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(8 \frac{h}{W_{mp}} + 0,25 \frac{W_p}{h} \right) \quad (28)$$

Při rovnosti těchto rovnic bylo dosazováno za neznámý parametr w_{mp} až do hodnoty rozdílu těchto rovnic rovnému nule a šířka tedy vyšla $w_{mp} = 7,86$ mm. Navržené hodnoty byly však vhodně rozmítány, protože při počátcích simulace nedosahovaly požadovaných parametrů.

4.4 Návrh koplanárního napájení

V nadcházející části je popsán návrh koplanárního napájení trychtýřové antény. Přechod mezi koplanárním vlnovodem a SIW strukturou je realizován pomocí dvou sekcí. První část je čistě spojovací vedení a druhá část rozšířený trojúhelník s výřezem, kde protékající proud vytváří elektromagnetické pole. Užití koplanárního napájení je vhodnější pro širší substráty, protože jeho elektrické vlastnosti prakticky nezávisí na výšce dielektrického substrátu. Z tohoto důvodu je možné dosáhnout vysokého činitele jakosti Q . Přechod koplanárního napájení a vlnovodu je zobrazen na Obr. 13 [10] a [11].



Obr. 13 Zobrazení koplanárního napájení [11]

V počáteční fázi je potřeba vypočítat rozměry koplanárního vedení. Pro optimální parametry koplanárního vedení bylo použito výpočetního programu Coplanar Waveguide Calculator [12].

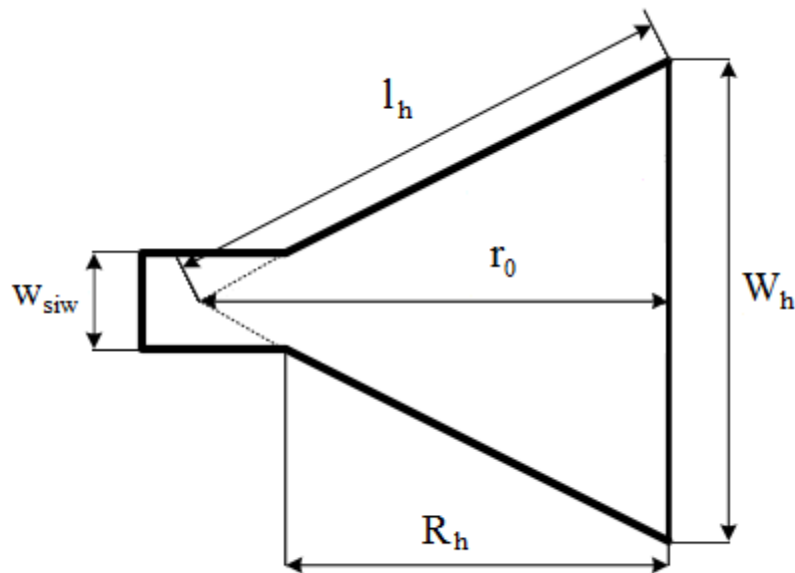
$$w_{kop} + 2 \cdot s + 2 \cdot d < \frac{c}{2 \cdot f_{max} \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (29)$$

kde w_{kop} je šířka koplanárního vedení, s značí tloušťku přívodního vedení, d označuje šířku trojúhelníkové části, c je rychlost světla ve vakuu, f_{max} pracovní frekvence a ϵ_r vyjadřuje permitivitu materiálu [12].

Realizace antény pomocí koplanárního napájení vykazovala podstatně horší parametry a vlastnosti než realizace mikropáskového napájení. Z tohoto důvodu již není dále uvažováno koplanární napájení a realizované antény obsahují pouze mikropáskové napájení.

4.5 Návrh trychtýřové antény

Při návrhu trychtýřové antény je potřeba brát v potaz, že velikost ústí antény vychází z vlnové délky a dosahuje tedy velkých rozměrů. K napájení této struktury je vhodné použít mikropáskového vedení, vypočteného v předchozí kapitole. Pro návrh jsou využity parametry materiálů z Tab. 1 a výpočet je opět proveden pro materiál FoamClad a frekvenci 8 GHz. Výhodou tohoto materiálu je vyšší tloušťka substrátu 1,88 mm, která napomáhá lepší směrovosti antény a zvyšuje šířku pásma. Důležitými parametry pro návrh antény jsou pracovní kmitočet antény a především vzdálenost mezi středem vlnovodu a ústím trychtýře r_0 . Tato vzdálenost je volena podle požadovaných vlastností antény. V tomto případě je volena 50 mm, aby tato vzdálenost byla větší, než je délka vlny ve vlnovodu. Struktura navrhované trychtýřové antény je zobrazena na Obr. 14 [13].



Obr. 14 Rozměry trychtýřové antény [13]

Pro výpočet rozměrů trychtýřové antény jsou využity vzorce z [13]. Po volbě vzdálenosti r_0 již lze vypočítat šířku ústí trychtýře W_h , pomocí vzorce:

$$W_h = \sqrt{3 \cdot \lambda \cdot r_0} = \sqrt{3 \cdot 0,03354 \cdot 0,05} = 70,93 \text{ mm} , \quad (30)$$

kde λ je vlnová délka a r_0 je vzdálenost od středu ústí trychtýře ke středu vlnovodu. Následuje výpočet parametru l_h , což je vzdálenost od okraje trychtýřové části ke středu vlnovodu:

$$l_h = \sqrt{r_0^2 + \left(\frac{W_h}{2}\right)^2} = \sqrt{0,05^2 + \left(\frac{0,07093}{2}\right)^2} = 61,30 \text{ mm} , \quad (31)$$

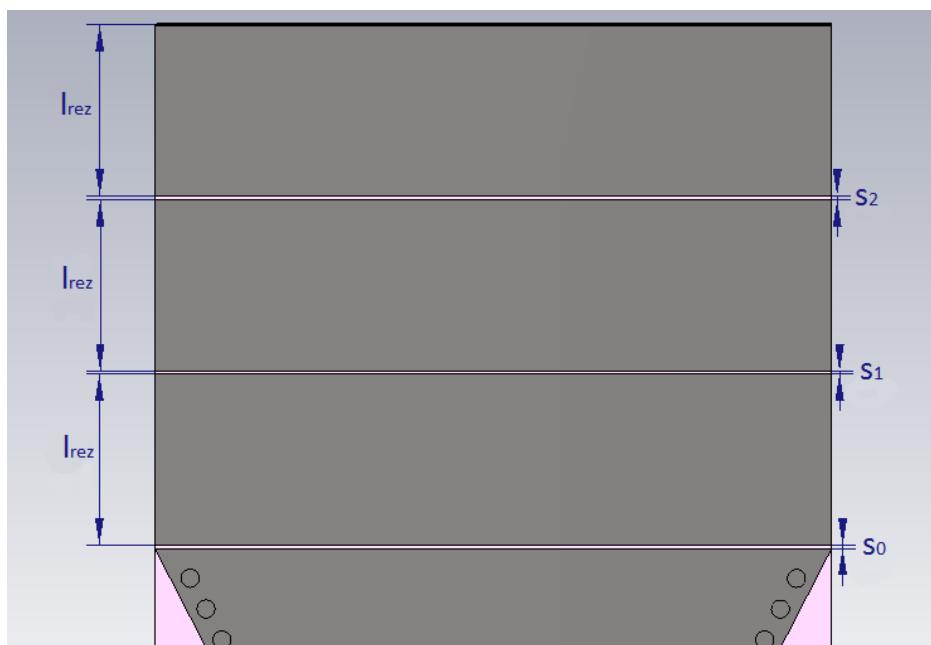
odkud r_0 je vzdálenost od středu vlnovodu ke středu ústí trychtýře. Poslední částí návrhu trychtýře je délka trychtýřové části R_h :

$$R_h = (W_h - w_{siw}) \cdot \sqrt{\frac{l_h}{W_h} - \frac{1}{4}} = (0,07093 - 0,02348) \cdot \sqrt{\frac{0,0613}{0,07093} - \frac{1}{4}} = 37,19 \text{ mm} , \quad (32)$$

kde R_h je vzdálenost od konce vlnovodu po konec trychtýře a w_{siw} je šířka vlnovodu [13].

4.6 Návrh planárních rezonátorů

Tato část se zabývá návrhem planárních rezonátorů, které jsou přidány před ústí trychtýřové antény z důvodu zúžení hlavního laloku vyzařovací charakteristiky a zvýšení směrovosti antény. Dalším důvodem je odstranění odrazů elektromagnetické vlny zpět do oblasti trychtýře. Tento problém vzniká kvůli rozdílné impedanci na hraně trychtýřové antény a okolního prostředí. Na Obr. 15 je znázorněna realizace tří planárních rezonátorů před ústím trychtýřové antény [2].



Obr. 15 Zobrazení planárních rezonátorů

Vylepšení pomocí planárních rezonátorů se využívá především u planárních trychtýřových antén, kde je tloušťka substrátu menší než desetina vlnové délky. Nejčastější využití je pro vylepšení předozadního poměru, směrových vlastností antény a zvýšení šířky pásma. Tvar planárních rezonátorů může být různý. Nejčastěji jsou využity celé rezonátory, ale mohou být i dělené, či mít odlišný tvar. Základním typem jsou dva rezonátory umístěné za sebou s danou mezerou, ovšem po simulacích bylo zjištěno, že lepších parametrů je dosaženo pomocí tří rezonátorů [2].

Při návrhu rezonátorů je nutností vypočítat jejich délku, šířku a mezeru mezi jednotlivými rezonátory. Bezpodmínečně nejdůležitějším parametrem je jejich délka, která byla v simulační části vhodně optimalizována pro každý rezonátor zvlášť, ale rozdílná délka každého rezonátoru neměla prakticky žádný vliv, takže délka všech rezonátorů je stejná. Rozdílná je ovšem mezera mezi jednotlivými rezonátory, která určuje velikost vazby a volena je pomocí podmínky $s \ll l_{rez}$. Šířka planárních rezonátorů je obdobná šířce ústí trychtýřové antény. Délka rezonátorů se vypočítá podle následujícího vzorce:

$$f_{r0} = \frac{c}{2 \cdot L_{eq}} = \frac{c}{2 \cdot l_{rez} \cdot \left(1 + 0,7 \cdot \frac{h}{l_{rez}}\right) \cdot \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (33)$$

Odkud f_{r0} značí rezonanční frekvenci rezonátoru, c je rychlost světla ve vakuu, L_{eq} je ekvivalentní délka rezonátorů, l_{rez} je délka rezonátoru, h je tloušťka substrátu a ϵ_r je permitivita materiálu. Pro materiál FoamClad a frekvenci 8 GHz byla dopočtena délka rezonátorů $l_{rez} = 15,46$ mm.

5 KONCEPT NAVRŽENÝCH ANTÉN

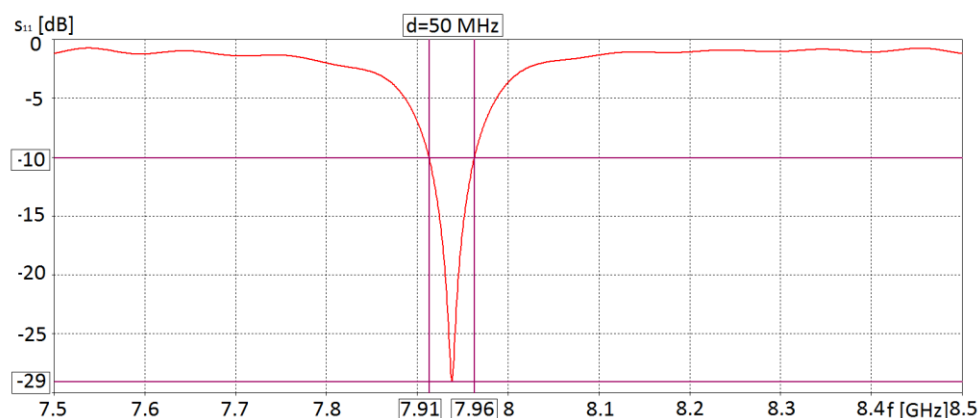
V následující kapitole je provedena simulace navržených antén pro materiály FoamClad a CuClad. Rovněž je simulován koncept antén pro frekvence 8 GHz a 60 GHz. Všechny navržené antény byly simulovány v programu CST Microwave Studio. Jako součást simulační části je pro daný koncept antén také nastolena problematika vyzařování antény do 3D textilu. Navržené antény po vytvoření modelů v daném simulačním programu nevykazovaly požadované vlastnosti, a z toho důvodu byly všechny části vhodně optimalizovány pomocí parametrického rozmítání. Nejdůležitějším úkolem při počátku rozmítání parametrů bylo zajistit, aby se v daném vlnovodu mohla šířit elektromagnetická vlna na určitém kmitočtu, tento problém byl řešen vhodnou volbou šířky vlnovodu trychtýřové antény. Poté byly vhodně optimalizovány parametry určitého trychtýře, dokud nebylo dosaženo požadovaných hodnot.

5.1 Trychtýřové antény na frekvenci 8 GHz

Při optimalizaci trychtýřových antén na frekvenci 8 GHz bylo nejprve dosaženo požadovaného odrazu na určité frekvenci a následně byla zvyšována šířka pásma dané struktury. Podle dosažených výsledků dosahovaly antény z materiálu CuClad horších parametrů, než antény z materiálu FoamClad.

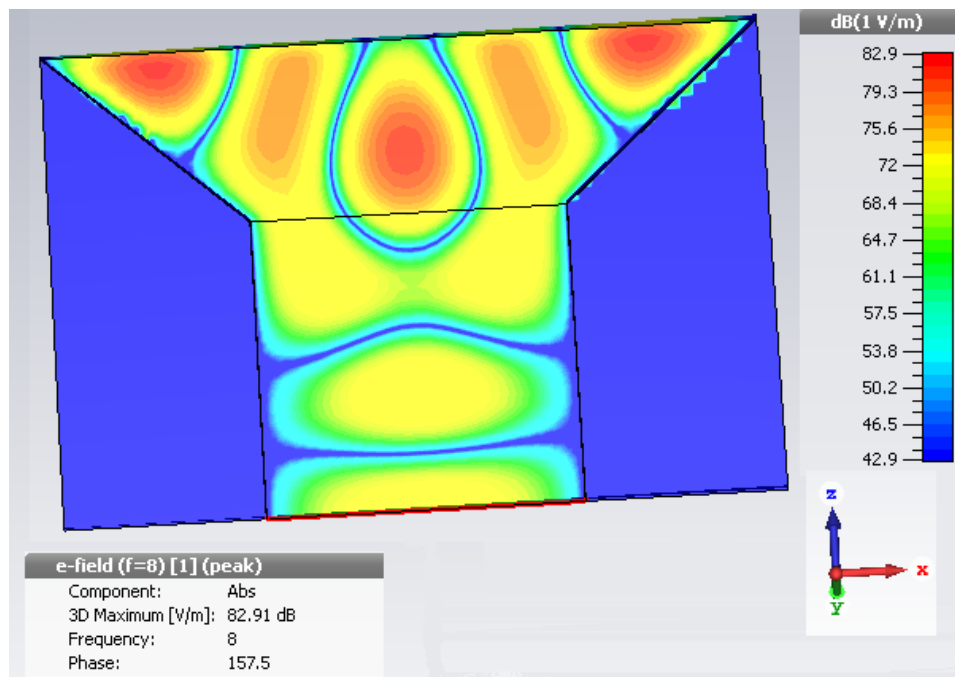
5.1.1 Materiál CuClad

Při simulaci trychtýřové antény na materiálu CuClad bylo dosaženo činitele odrazu (Obr. 16) na frekvenci $f = 7,94$ GHz hodnoty $S_{11} = -29$ dB, ovšem frekvenční šířka pásma pro pokles pod hodnotu -10 dB byla pouze $f_{BW} = 50$ MHz. Tato anténa je velice úzkopásmová, a proto je vhodná její další optimalizace.



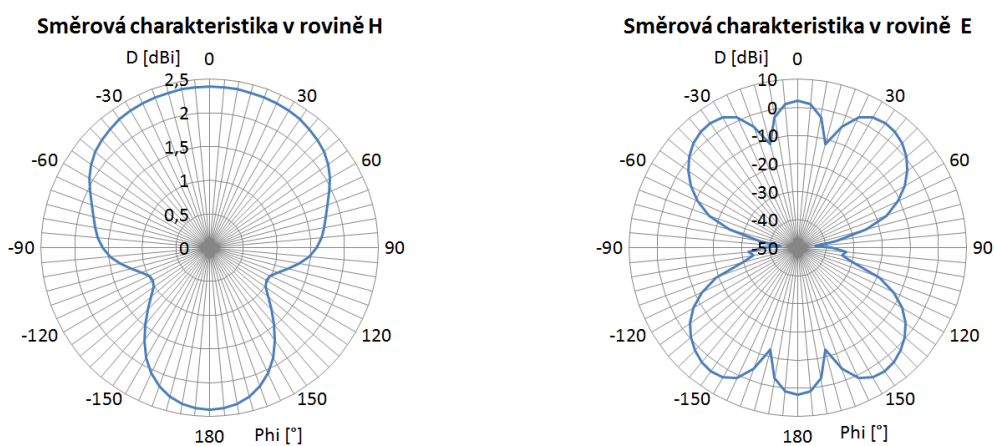
Obr. 16 Činitel odrazu trychtýřové antény pro frekvenci 8 GHz a materiál CuClad

Šíření elektromagnetické vlny optimalizovanou anténou je zobrazeno na Obr. 17. Z vyzařovacího modelu je patrné, že maxima elektrické intenzity dosahuje vlna při postupu v prostředku ústí trychtýře a na okrajích trychtýře. Tento problém je způsoben vznikem vyšších vidů v trychtýřové části.



Obr. 17 Vyzařování antény na frekvenci 8 GHz a materiál CuClad

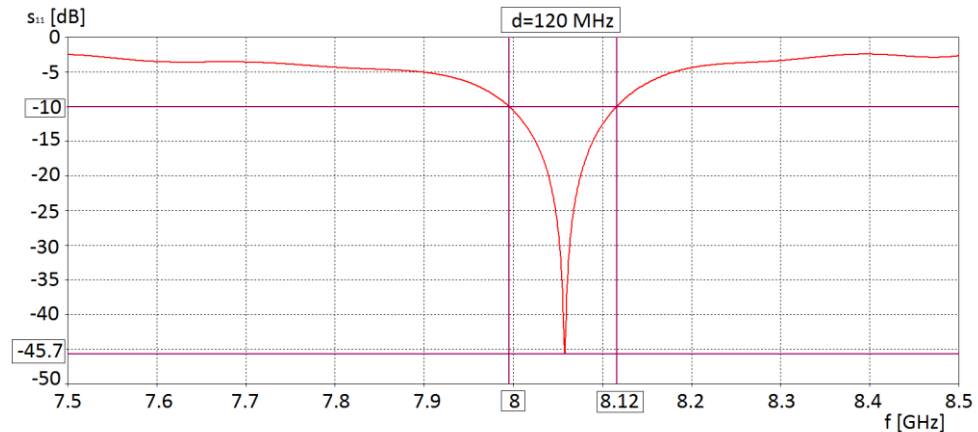
Na Obr. 18 jsou zobrazeny směrové charakteristiky v rovině H a E trychtýřové antény. Při simulování této antény bylo dosaženo maximální směrovosti $D = 2,32$ dBi. Potlačení zadního laloku není prakticky žádné, a také maximum vyzařování není v požadovaném místě ústí trychtýře antény, ale především na okrajích trychtýře. To je způsobeno vybuzením vyšších vidů v trychtýři. Především i kvůli tomuto problému je vhodnější využití materiálu FoamClad.



Obr. 18 Směrové charakteristiky trychtýřové antény v rovině H a E pro frekvenci 8 GHz a materiál CuClad

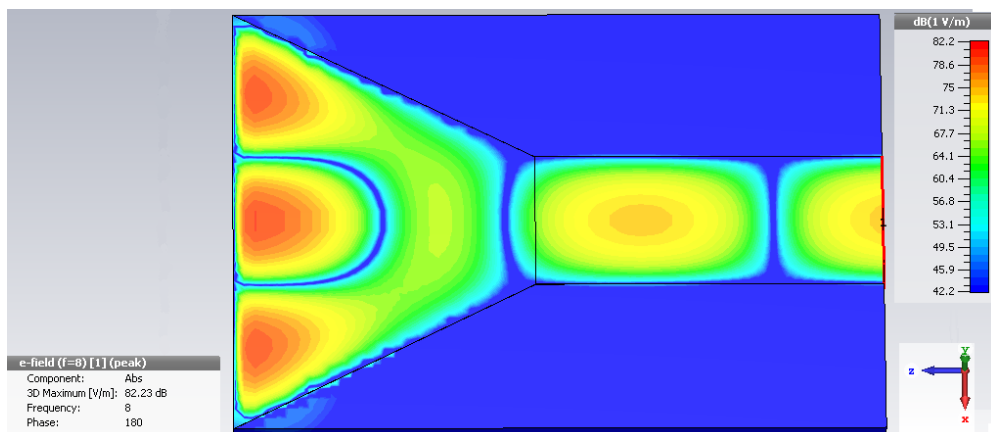
5.1.2 Materiál FoamClad

Při simulaci trychtýřové antény s materiálem FoamClad je dosaženo maximálního činitele odrazu $S_{11} = -45,7$ dB na frekvenci $f = 8,06$ GHz. Výsledná závislost činitele odrazu je znázorněna na Obr. 19. Trychtýřová anténa pro pokles pod hodnotu -10 dB dosahuje šířky pásma $f_{BW} = 120$ MHz, což je více než dvojnásobek oproti materiálu CuClad. Větší šířky pásma je dosaženo převážně díky použití substrátu s vyšší tloušťkou. Ostatní parametry a vlastnosti materiálu FoamClad dosahují také lepších hodnot, což je popsáno v dalších částech této kapitoly.



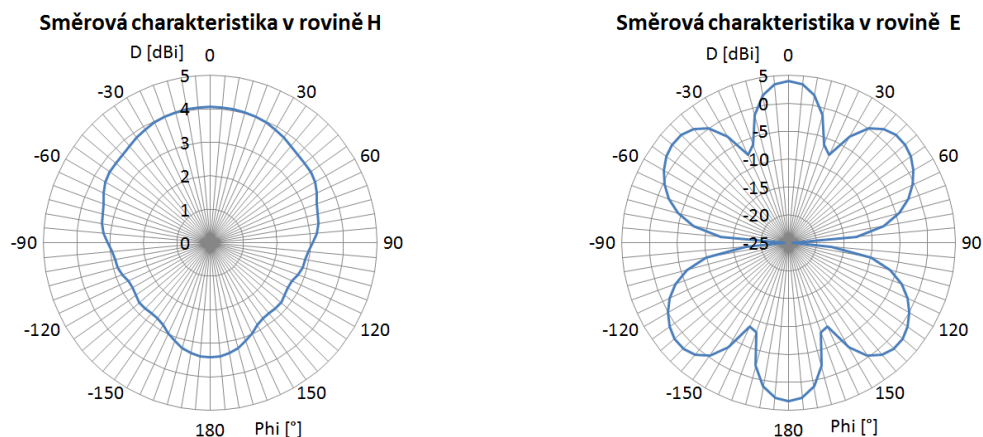
Obr. 19 Činitel odrazu trychtýřové antény pro frekvenci 8 GHz a materiál FoamClad

Šíření elektromagnetické vlny optimalizovanou anténou je zobrazeno na Obr. 20 a je komplexnější na rozdíl od materiálu CuClad. Z vyzařovacího modelu je patrné, že maxima elektrické intenzity dosahuje vlna především v prostředku ústí trychtýře. Krajní části trychtýře mají ovšem podobné vlastnosti, ale vlna je již dělena na menší počet částí, než je tomu v případě CuCladu. Tak tedy při použití tohoto materiálu v trychtýři vzniká menší množství vyšších vidů.



Obr. 20 Vyzařování antény na frekvenci 8 GHz a materiál FoamClad

Na Obr. 21 jsou znázorněny směrové charakteristiky v rovině H a E trychtýřové antény, kde bylo dosaženo maximální směrovosti $D = 4,07$ dBi a zadní lalok je potlačen o 0,9 dB, což je hodnota lepší než u materiálu CuClad. Rozdíl je znát ve směrové charakteristice v rovině E, kde je maximální šíření zaznamenáno v prostředku ústí hlavního svazku, postranní laloky jsou mírně potlačeny.



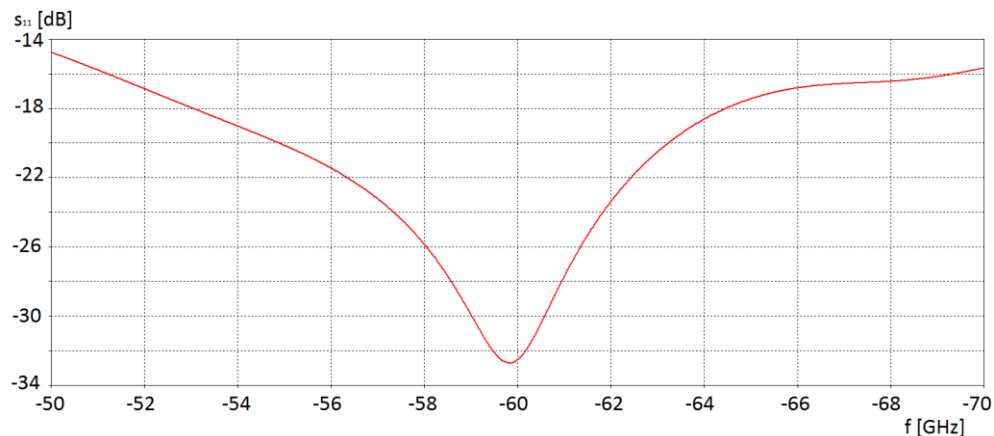
Obr. 21 Směrové charakteristiky trychtýřové antény v rovině H a E pro frekvenci 8 GHz a materiál FoamClad

5.2 Trychtýřové antény na frekvenci 60 GHz

Návrhu antén pro frekvenci 60 GHz není věnována taková pozornost jako anténám na frekvenci 8 GHz, hlavně z důvodu, že pomocí těchto antén už je měřeno v laboratořích ústavu UREL a tato práce se zaměřuje především na frekvenci 8 GHz. Optimalizace těchto antén tedy není doladěna až k finálnímu návrhu, ale pouze k předběžným výsledkům. Tyto simulace tedy potřebují být dotaženy do finální části pomocí vhodného optimalizačního postupu.

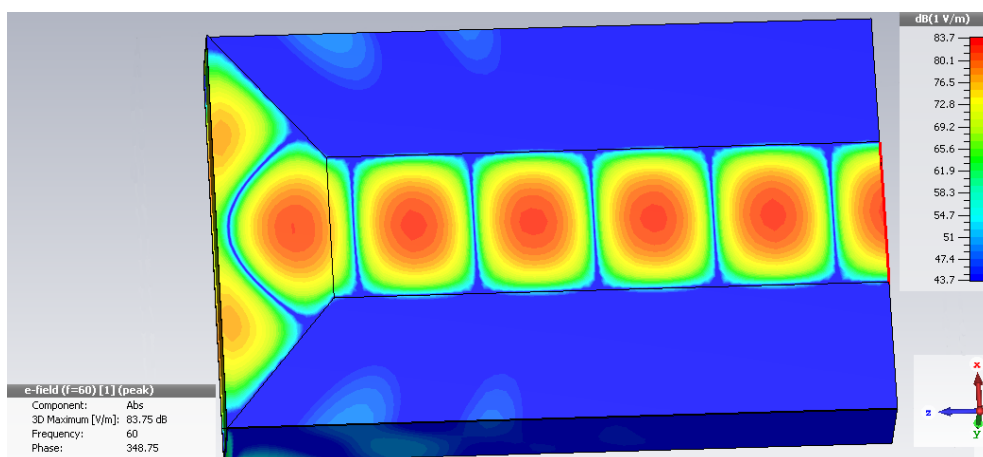
5.2.1 Materiál CuClad

Simulací trychtýřové antény na frekvenci 60 GHz bylo dosaženo činitele odrazu zobrazeného na Obr. 22. Frekvenční závislost činitele odrazu je velice širokopásmová, kdy v celé simulační oblasti (50 – 70 GHz) nebyl odraz antény vyšší jak -10 dB. Hlavním důvodem je rozsáhlá optimalizace této struktury pro dosažení nejlepších výsledků. Nejvyššího odrazu dosahuje anténa na frekvenci 60 GHz, kdy parametr odrazu dosahuje hodnoty $S_{11} = -32.7$ dB.



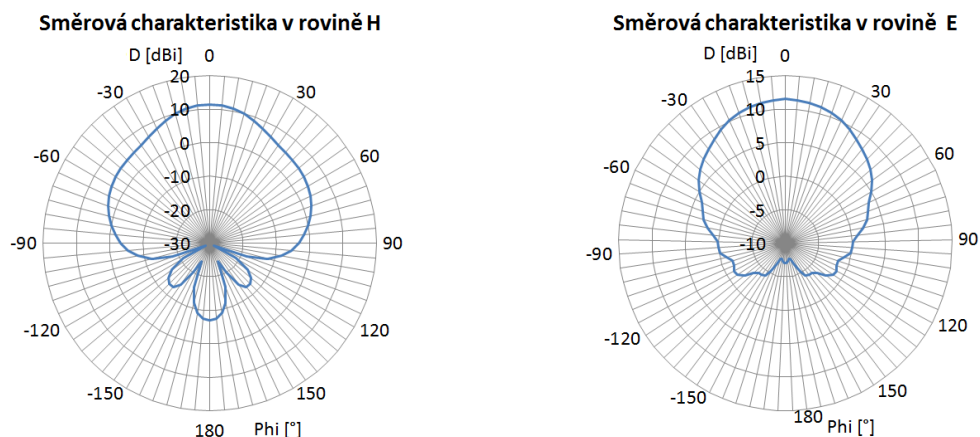
Obr. 22 Činitel odrazu trychtýřové antény pro frekvenci 60 GHz a materiál CuClad

Šíření elektromagnetické vlny anténou z materiálu CuClad je zobrazeno na Obr. 23. Při prvním pohledu na tuto implementaci je patrné, že dochází k vyzařování vlny z vlnovodu a také k úniku vlny v místě trychtýře napojeného na vlnovod. Maxima dosahuje vlna v prostředku ústí trychtýře, ale také na okrajích trychtýře. Tato vlastnost je způsobena vznikem vyšších vidů.



Obr. 23 Vyzařování antény na frekvenci 60 GHz a materiál CuClad

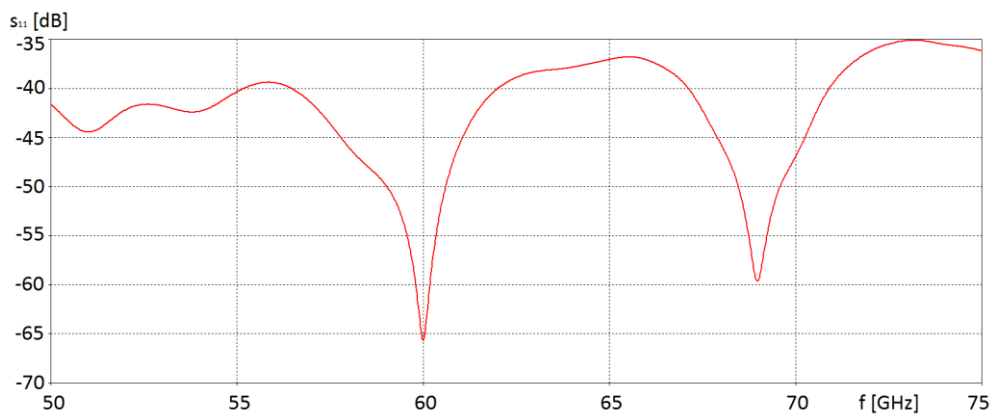
V další části simulačních úloh materiálu CuClad na frekvenci 60 GHz jsou zobrazeny směrové charakteristiky v rovinách H a E dané antény (Obr. 24). Maximální směrovosti anténa dosahuje v ústí trychtýře a to hodnoty $D = 11.5$ dBi a zadní lalok je potlačen o 20,1 dB. Tyto hodnoty jsou ovšem při uvažování vyzařování vlny v reálném prostředí prakticky nedosažitelné, a to především kvůli nedokonale rozložené vlně v trychtýřové části antény.



Obr. 24 Směrové charakteristiky trychtýřové antény v rovině H a E pro frekvenci 60 GHz a materiál CuClad

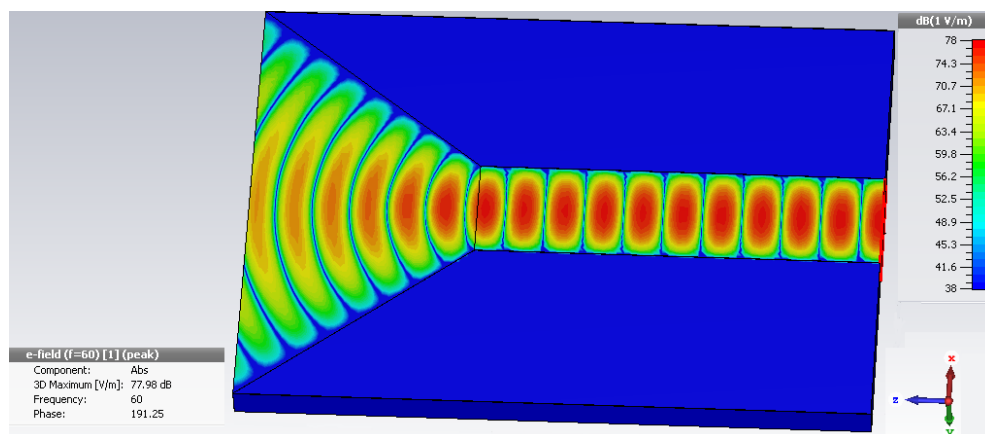
5.2.2 Materiál FoamClad

Simulace trychtýřových antén na frekvenci 60 GHz pro materiál FoamClad nejsou finálně doladěny, ale dosahují velmi dobrých parametrů. Frekvenční závislost činitele odrazu je zobrazena na Obr. 25, kdy činitel odrazu dosahuje hodnoty $S_{11} = -65,67$ dB a pro šířku pásma od 50 do 75 GHz neklesne odraz pod hodnotu -35 dB. Tím je dosažena obrovská širokopásmovost navržené antény. Tyto parametry by však po přidání vlnovodového napájení značně klesly.



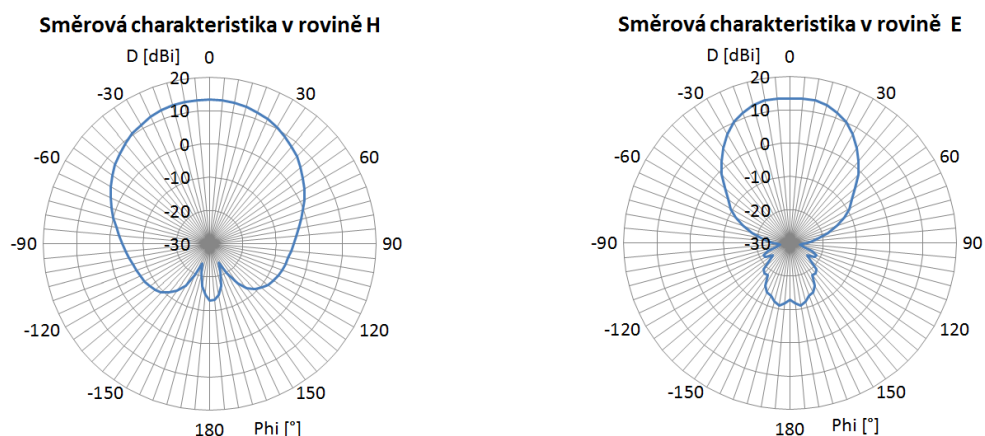
Obr. 25 Činitel odrazu trychtýřové antény pro frekvenci 60 GHz a materiál FoamClad

Při pohledu na Obr. 26 lze pozorovat šíření elektromagnetické vlny trychtýřovou anténou, vytvořenou z materiálu FoamClad. V této struktuře nevznikají žádné další vidy, což je patrné z postupu vlny trychtýřem. Po posunu vlny z vlnovodu do trychtýřové části antény je vlna optimálně rozprostřena a maxima nabývá pouze v prostřední části ústí trychtýře.



Obr. 26 Vyzařování antény na frekvenci 60 GHz a materiál FoamClad

Simulační část pro směrové charakteristiky v rovině H a E je znázorněna na Obr. 27, odkud je patrné, že anténa dosahuje největší směrovosti ve směru k prostředku ústí vlnovodu a to hodnoty $D = 13,4$ dBi. Zadní lalok je potlačen o 23,6 dB. Tato hodnota převyšuje parametry materiálu CuClad. Nejenom z tohoto důvodu je lepší využití materiálu FoamClad, ale i díky lepším odrazovým vlastnostem a impedančnímu přizpůsobení antény.



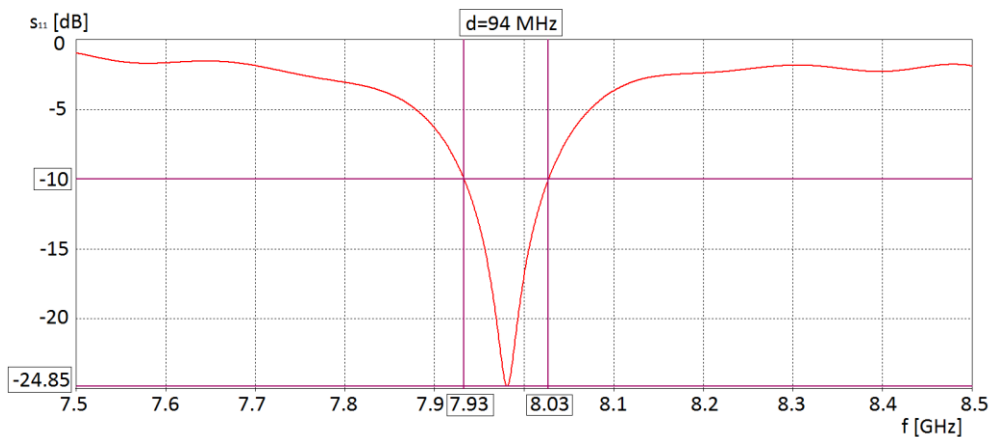
Obr. 27 Směrové charakteristiky trychtýřové antény v rovině H a E pro frekvenci 60 GHz a materiál FoamClad

5.3 Vyzařování antén do 3D textilu

Následující kapitola se zabývá interakcí navržené antény spolu s 3D textilem. Nejvhodnější umístění antény je na spodním okraji 3D textilu, kdy spodní část antény je rovnoběžná se spodní částí 3D textilu. Této problematice není věnována veškerá pozornost, a to především kvůli tomu, že nejsou dány finální rozměry 3D textilu. Při simulacích s 3D textilem je známo, že parametr, který nejvíce ovlivňuje tuto strukturu, je samotná výška materiálu substrátu. Dále je potřeba zajistit, aby 3D textil byl dostatečně široký. Kdyby byla šířka 3D textilu menší než navržené antény, pak by elektromagnetická vlna vyzařovala mimo tuto strukturu a vznikaly by ztráty.

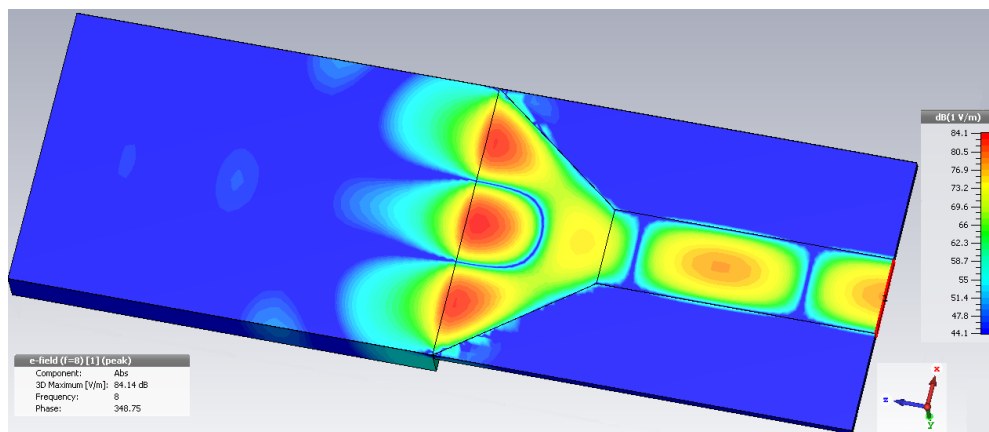
5.3.1 Materiál CuClad

Pro materiál CuClad je navržena anténa v interakci s 3D textilem pro frekvenci $f = 8$ GHz. Není navržen koncept pro 60 GHz anténu, protože je větší pozornost věnována frekvenci 8 GHz. Pro tuto problematiku je dosaženo odrazových vlastností, zobrazených na Obr. 28. Nejvyšší hodnota odrazu je $S_{11} = -24.85$ dB na frekvenci $f = 7.98$ GHz. Šířka pásma pro pokles pod -10 dB dosahuje hodnoty $f_{BW} = 94$ MHz.



Obr. 28 Činitel odrazu trychtýřové antény při vyzařování do 3D textilu, materiál CuClad

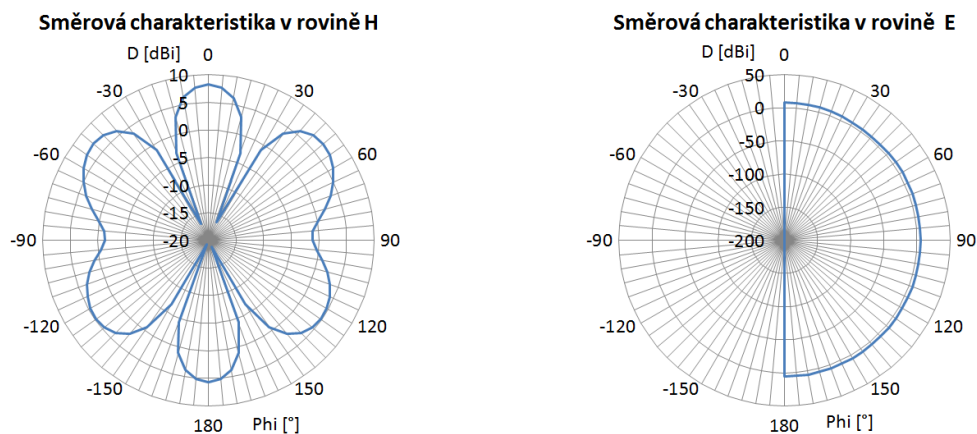
Rozbor šíření elektromagnetické vlny topologií s 3D textilem je znázorněn na Obr. 29. Odkud je patrné, že se vlna šíří až k rozhraní trychtýřové antény s 3D textilem v maximální intenzitě elektrického pole, ale po tomto rozhraní je už vlna tlumena a později zaniká v 3D textilu. Danou problematiku je možné optimalizovat až při finálně navrženém 3D textilu.



Obr. 29 Vyzařování trychtýřové antény do 3D textilu při použití materiálu CuClad

Směrové charakteristiky trychtýřové antény vyzařující do 3D textilu v rovinách H a E jsou zobrazeny na Obr. 30. Odkud je patrné, že maximálního laloku daná topologie dosahuje uprostřed 3D textilu, kdy hodnota směrovosti dosahuje hodnoty $D = 8.19$ dBi a zadní lalok je potlačen o 3,7 dB. Postranní laloky jsou mírně potlačeny, ale danou strukturu značně ovlivňují. Elektromagnetická vlna se šíří na rozhraní

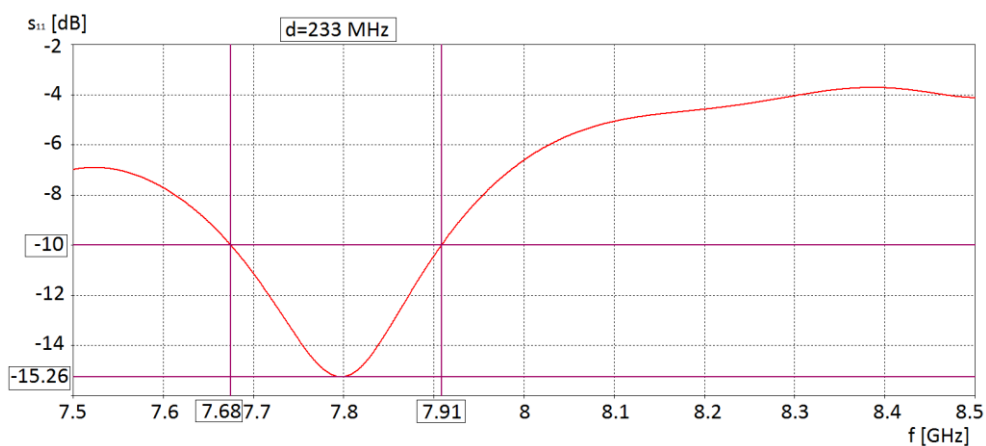
trychtýřové antény s 3D textilem a to přes prostřední část ústí trychtýře, ale také na okrajích trychtýře. Ze směrové charakteristiky v rovině E je vidět, že nenastává vyzařování z 3D textilu ve spodní části obou struktur.



Obr. 30 Směrové charakteristiky trychtýřové antény vyzařující do 3D textilu v rovinách H a E, materiál CuClad

5.3.2 Materiál FoamClad

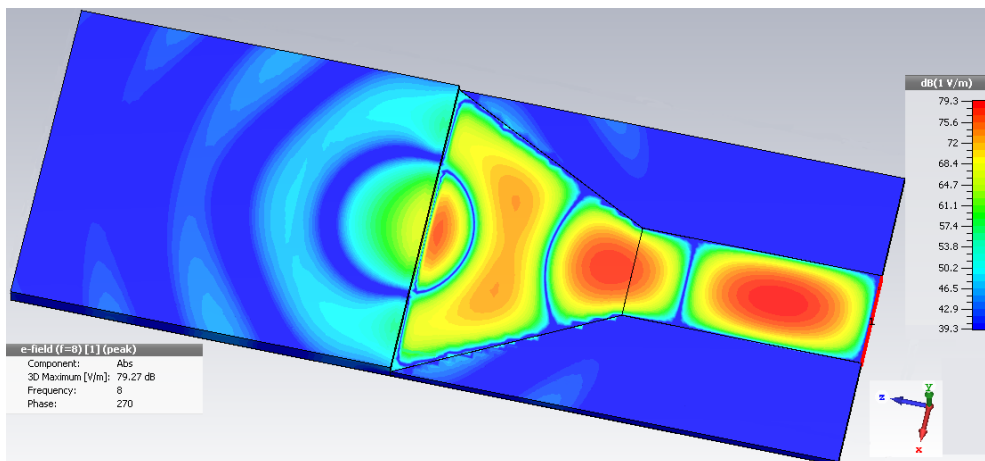
Pro materiál FoamClad je navržena anténa v interakci s 3D textilem pro frekvenci $f = 8$ GHz. Není navržen koncept pro 60 GHz anténu, protože je větší pozornost věnována frekvenci 8 GHz. Pro tuto problematiku je dosaženo přibližných odrazových vlastností, zobrazených na Obr. 31. Nejvyšší hodnota odrazu je $S_{11} = -15,26$ dB na frekvenci $f = 7,79$ GHz. Šířka pásma pro pokles pod -10 dB dosahuje hodnoty $f_{BW} = 233$ MHz, což je v porovnání s materiálem CuClad šířka téměř trojnásobná a z tohoto důvodu je tedy tento materiál vhodnější i pro realizaci antény, která vyzařuje do 3D textilu.



Obr. 31 Činitel odrazu trychtýřové antény při vyzařování do 3D textilu, materiál FoamClad

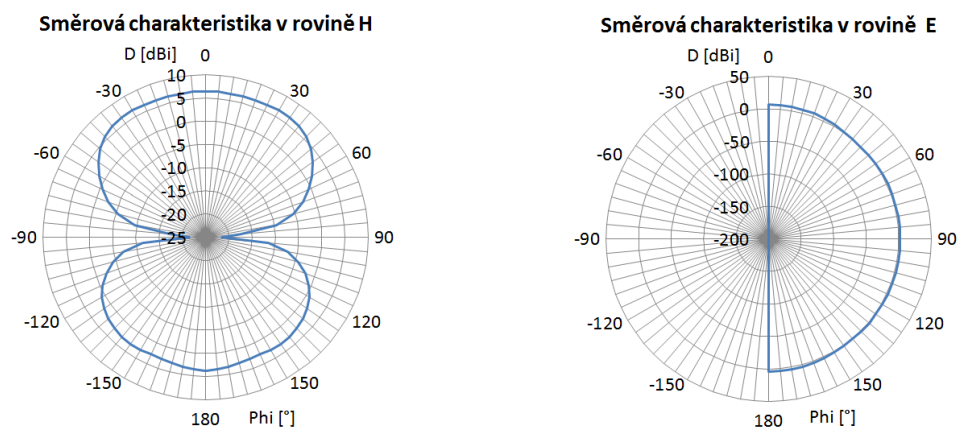
Na Obr. 32 je zobrazeno šíření elektromagnetické vlny anténou materiálu FoamClad až k rozhraní antény s 3D textilem. Maximální intenzita elektrického pole je dosažena v prostředku ústí trychtýřové antény, což je požadováno a následně se vlna

šíří 3D textilem. Při pohledu na přechod je patrné, že vlna je po vstupu do 3D textilu tlumena a v počátku se šíří s intenzitou pole okolo $E = 50 \text{ V/m}$, ale intenzita se postupně snižuje a ve druhé polovině 3D textilu zaniká. Při rozboru postupu vlny při použití materiálu FoamClad je opět dosahováno lepších vlastností, než při použití materiálu CuClad. Materiál FoamClad je tedy vhodnější pro řešení tohoto problému. Optimalizace této struktury je možná až při reálně navrženém 3D textilu s finálními parametry.



Obr. 32 Vyzařování trychtýřové antény do 3D textilu při materiálu FoamClad

Směrové charakteristiky trychtýřové antény v rovinách H a E materiálu FoamClad vyzařované do 3D textilu jsou zobrazeny na Obr. 33. Při prvním pohledu je patrné, že vyzařování je pro daný problém optimální, protože se elektromagnetická vlna šíří 3D textilem nejenom v počáteční části, ale v celé struktuře. Dosahuje maximální směrovosti $D = 6,47 \text{ dBi}$ a zadní lalok je potlačen o $7,27 \text{ dB}$. Avšak tato problematika není vyřešena, a to především kvůli absenci reálného 3D textilu. Ze směrové charakteristiky v rovině E je patrné, že nenastává vyzařování z 3D textilu ve spodní části obou struktur.



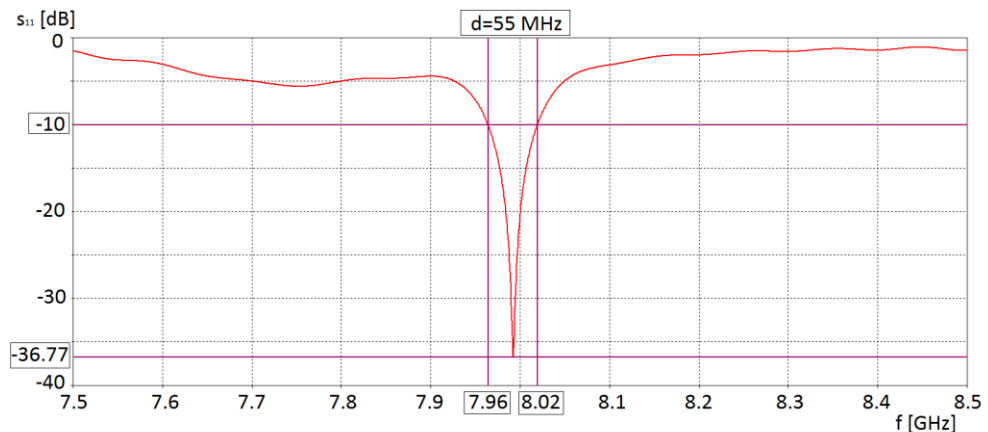
Obr. 33 Směrové charakteristiky trychtýřové antény vyzařující do 3D textilu v rovinách H a E, materiál FoamClad

5.4 Mikropáskové napájení

Navržené antény musí být vhodně napájeny. Pro frekvenci 8 GHz je možné danou anténu napájet mikropáskovým, nebo koplanárním vedením. Pro realizaci napájení pro frekvenci 60 GHz jsou již tyto typy napájení nepoužitelné a anténa musí být napájena pomocí vlnovodové přechodky, vytvořené z kovového materiálu. V návrhové části je uveden výpočet parametrů mikropáskového napájení, a také koplanárního napájení. Lepších parametrů a charakteristik je dosaženo pomocí mikropáskového napájení, které je v následující kapitole předvedeno a simulováno. Při použití mikropáskového napájení pro frekvenci 8 GHz dosahuje materiál FoamClad opět lepších parametrů, než materiál CuClad.

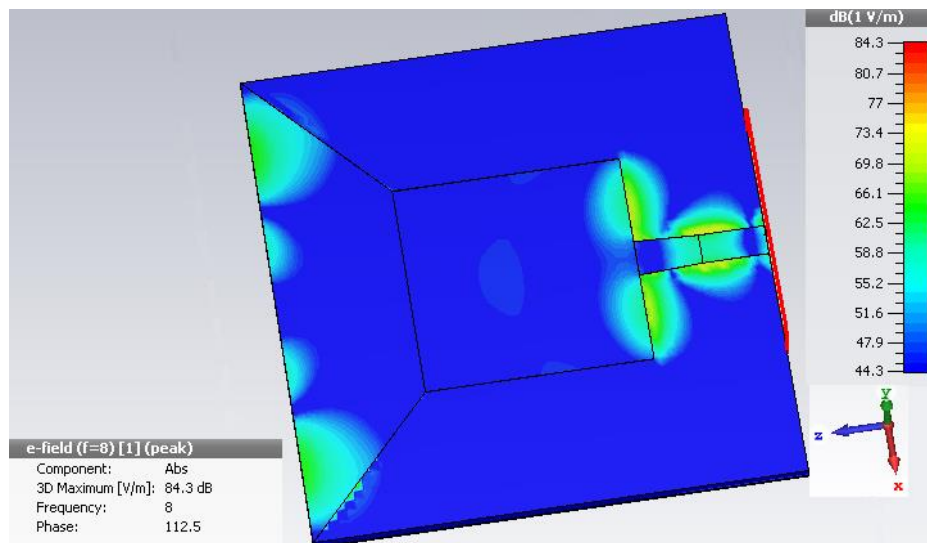
5.4.1 Materiál CuClad

Na Obr. 34 je zobrazen činitel odrazu pro trychtýřovou anténu s mikropáskovým napájením na frekvenci 8 GHz při použití materiálu CuClad. Velikost mikropáskového napájení byla vhodně rozmítána, aby bylo dosaženo nejlepších parametrů. Největší hodnota činitele odrazu při optimalizovaném mikropáskovém napájení dosahovala $S_{11} = -36,77$ dB na frekvenci $f = 7,99$ GHz a šířka pásma pro pokles pod -10 dB byla pouze $f_{BW} = 55$ MHz.



Obr. 34 Činitel odrazu trychtýřové antény s mikropáskovým napájením, materiál CuClad

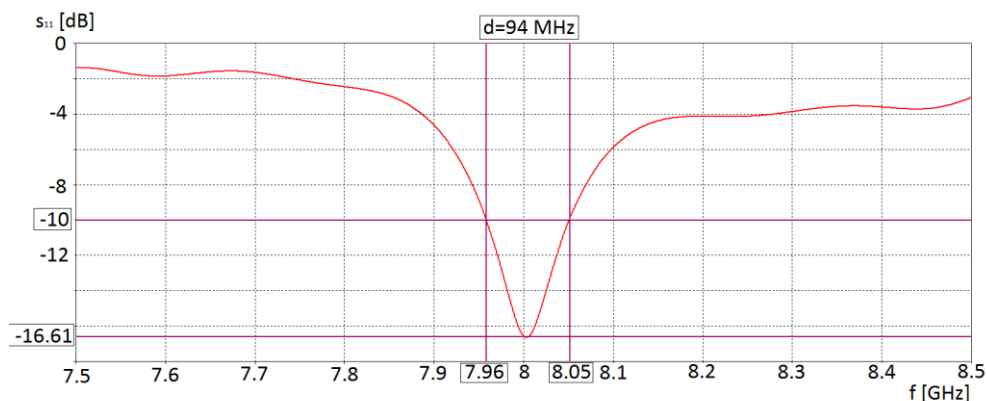
Na Obr. 35 je zobrazeno šíření elektromagnetické vlny anténou materiálu CuClad s mikropáskovým napájením. Při prvním pohledu je patrné, že vlna nevyzařuje pouze v místě ústí trychtýře, ale také na mikropáskovém přechodu a intenzita v ústí trychtýře nedosahuje maximální hodnoty. Z tohoto důvodu je navržený mikropásek nedokonalý a je nutná vhodná optimalizační procedura.



Obr. 35 Vyzařování trychtýřové antény s mikropáskovým napájením, použitý materiál CuClad

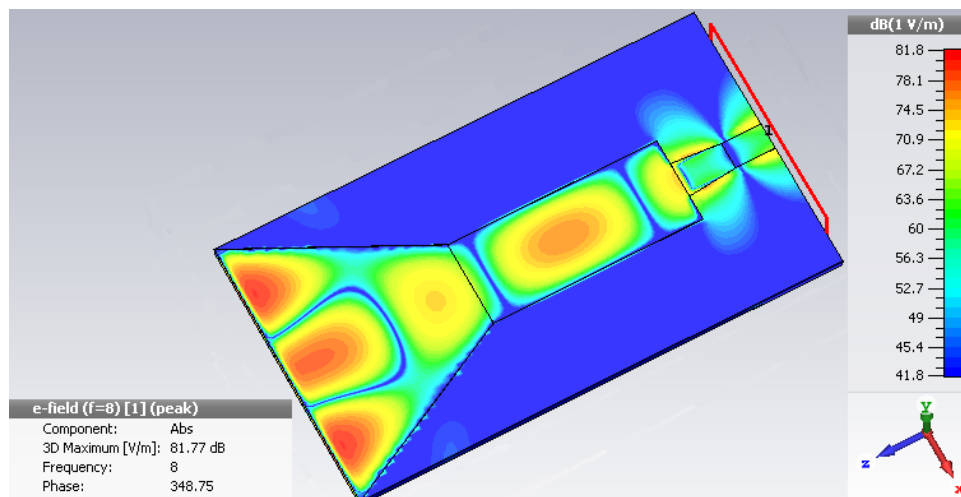
5.4.2 Materiál FoamClad

Na Obr. 36 je zobrazen činitel odrazu pro trychtýřovou anténu s mikropáskovým napájením na frekvenci 8 GHz při použití materiálu FoamClad. Při optimalizaci mikropáskového napájení byly rozměry vhodně rozmítány, aby bylo dosaženo požadovaných hodnot. Největší hodnota činitele odrazu při optimalizovaném mikropáskovém napájení byla $S_{11} = -16,61$ dB na frekvenci $f = 8$ GHz a šířka pásma pro pokles pod -10 dB dosahuje hodnoty $f_{BW} = 94$ MHz. Tato hodnota je skoro dvojnásobná oproti materiálu CuClad, a proto je lepší variantou pro danou problematiku využití tohoto materiálu.



Obr. 36 Činitel odrazu trychtýřové antény s mikropáskovým napájením, materiál FoamClad

Na Obr. 37 je zobrazeno šíření elektromagnetické vlny anténou materiálu FoamClad s mikropáskovým napájením. Při rozboru této konstrukce lze vypořadovat, že vlna dosahuje maxima nejenom v prostředku ústí trychtýře, ale i na okrajích. To je způsobeno vybuzením vyšších vidů, a proto není vyzařování trychtýřové antény optimální. Mikropáskové napájení je potřeba vhodně optimalizovat, aby bylo zabráněno vyzařování z mikropáskové části.



Obr. 37 Vyzařování trychtýřové antény s mikropáskovým napájením, materiál FoamClad

5.5 Struktura 2 trychtýřových antén

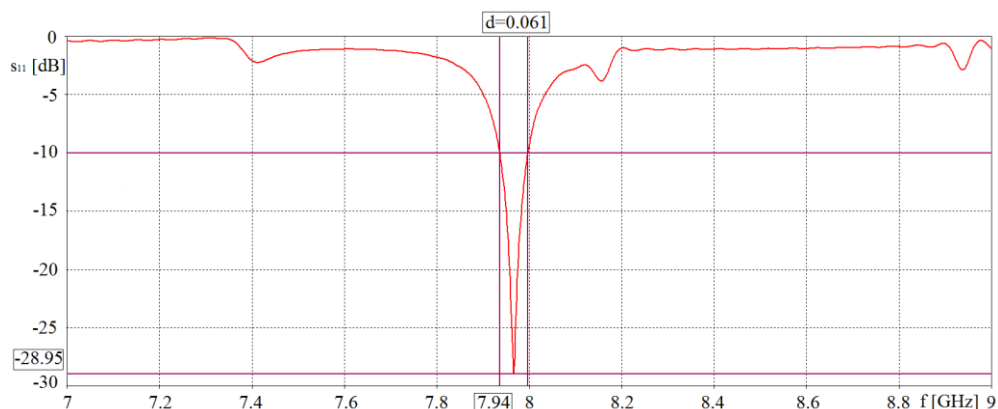
Z důvodu vylepšení vlastností trychtýřových antén, a to především zisku, směrovosti a šířky pásma je využito návrhu dvou trychtýřových antén umístěných na sobě. Při této struktuře je využito již navržené trychtýřové antény, ale je potřebný návrh další antény. Která bude vykazovat na určité frekvenci činitel odrazu $S_{11} = -3$ dB. Takto vytvořená anténní řada musí obsahovat mezi těmito strukturami štěrbinu, pomocí které je odčerpána energie z optimalizované antény do antény, která má činitel odrazu -3dB.

Štěrbina se vytváří ve vlnovodové části trychtýřových antén a musí být umístěna mimo osu vlnovodu. Při umístění v ose vlnovodu jsou intenzity v protifázi a ve výsledku dochází k jejich odečtení, což má za důsledek, že výsledná intenzita je nulová. Vychýlení štěrbinu nesmí být příliš velké a štěrbina také nesmí přesahovat hranu užšího vlnovodu.

Obě takto navržené a optimalizované trychtýřové antény mají odlišné rozměrové parametry a jiné vyzařovací schopnosti. Z teorie elektromagnetických vln je patrné, že právě při činiteli odrazu $S_{11} = -3$ dB je možné, aby se elektromagnetická vlna šířila i skrze štěrbinu do druhé antény a zároveň tato struktura měla větší směrovost a lepší vyzařovací vlastnosti.

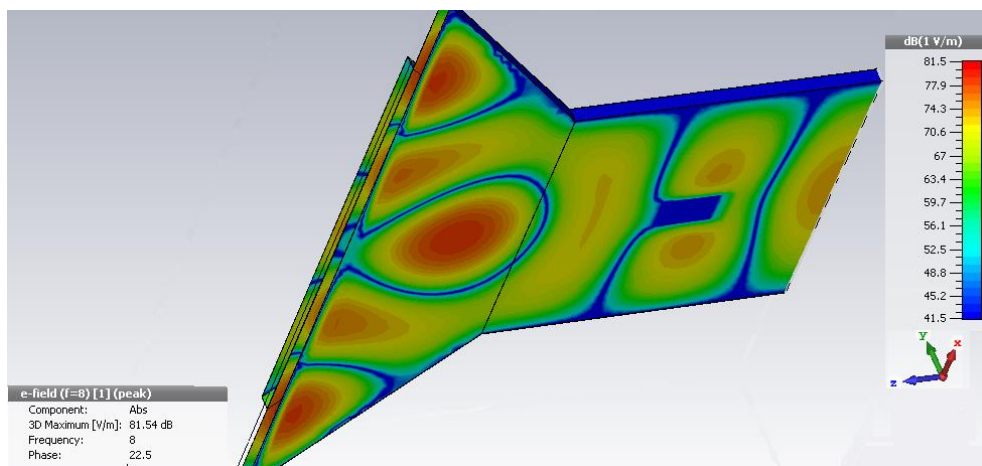
5.5.1 Materiál CuClad

Činitel odrazu pro dvě trychtýřové antény materiálu CuClad pro frekvenci 8 GHz je znázorněn na Obr. 38. Velikost a umístění štěrbinu mezi oběma anténami byla vhodně parametricky rozmítána pro nalezení optimálních parametrů a průběhů. Nejvyšší hodnota činitele odrazu $S_{11} = -28,95$ dB byla pomocí simulací dosažena na frekvenci $f = 7,97$ GHz. Kdy šířka pásma pro pokles pod -10 dB dosahovala hodnoty $f_{BW} = 61$ MHz, což je sice hodnota vyšší než při použití samotné trychtýřové antény, ale tento rozdíl je velmi malý.



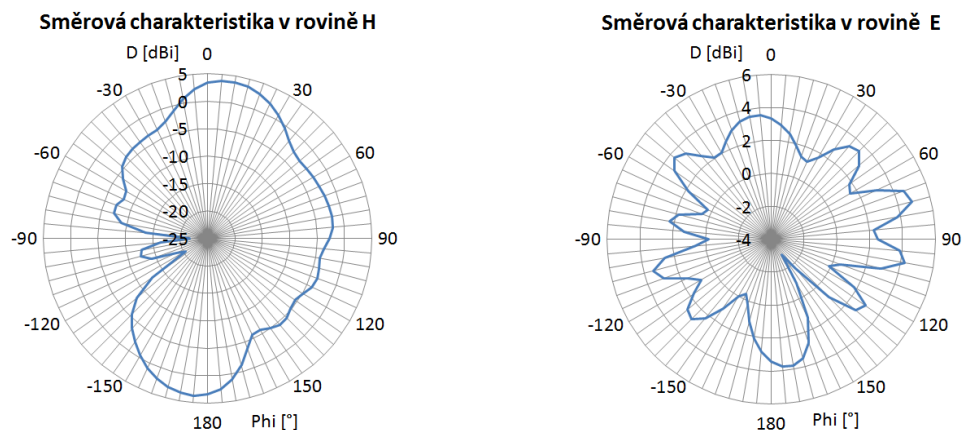
Obr. 38 Činitel odrazu trychtýřové antény při struktuře dvou antén na sobě, materiál CuClad

Šíření elektromagnetické vlny strukturou dvou trychtýřových antén materiálu CuClad je zobrazeno na Obr. 39. Z vyzařovacího modelu je patrné, že maxima elektrické intenzity dosahuje vlna při postupu v prostředku ústí, na okrajích trychtýře, ale také v prostorech mezi prostředkem a okrajem trychtýře. Tento rozptyl je způsoben vznikem vyšších vidů a je nežádoucí. Při pohledu na vyzařování obou antén je vidět, že postupující vlna ve spodní trychtýřové vlně v místě štěrbiny přechází do vrchní trychtýřové antény, kde se postupně šíří až k ústí trychtýře. Když má elektromagnetická vlna ve spodní anténě maximum, tak je ve vrchní anténě minimum a naopak. To znamená, že postupující vlna je v protifázi antény. Tato vlastnost je však nežádoucí a je zapotřebí srovnání fází obou vlnovodů.



Obr. 39 Vyzařování trychtýřové antény při struktuře dvou antén na sobě, materiál CuClad

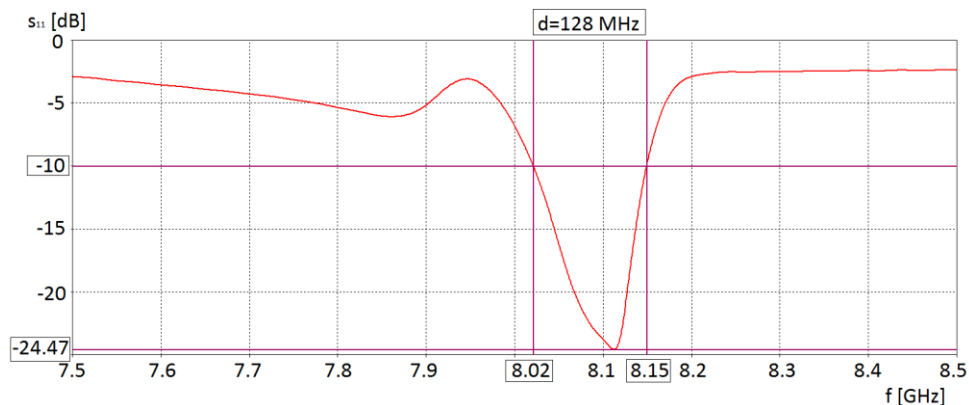
Na Obr. 40 jsou zobrazeny směrové charakteristiky v rovině H a E při vyzařování struktury dvou trychtýřových antén. Při simulování této struktury antén bylo dosaženo maximální směrovosti $D = 5,33$ dBi, což je hodnota vyšší, než při použití samostatné trychtýřové antény. Avšak maximum vyzařování není v požadovaném místě ústí trychtýře antény, ale charakteristika je hodně rozvětvená. Hlavním důvodem je vybudování dalších vidů v anténě, z tohoto důvodu je vhodná optimalizace dané struktury.



Obr. 40 Směrové charakteristiky v rovině H a E, při struktuře dvou antén na sobě a materiálu CuClad

5.5.2 Materiál FoamClad

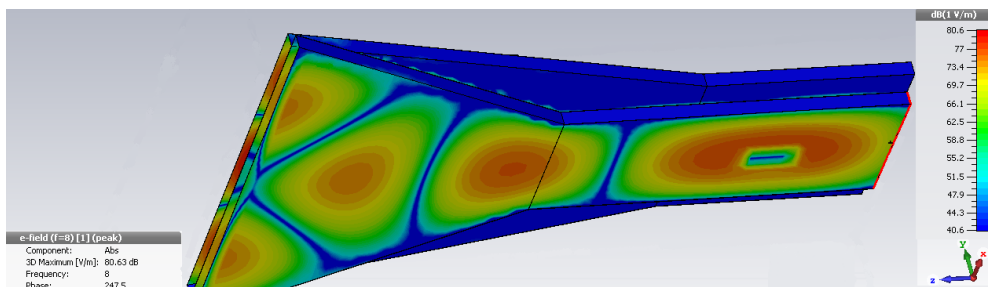
Na Obr. 41 je zobrazen činitel odrazu pro dvě trychtýřové antény materiálu FoamClad na frekvenci 8GHz. Velikost a umístění štěrby mezi oběma anténami byla vhodně parametricky rozmitána pro nalezení optimálních parametrů a průběhů. Nejvyšší hodnoty činitele odrazu $S_{11} = -24,47$ dB daná struktura nabývá na frekvenci $f = 8,11$ GHz a šířka pásma pro pokles pod -10 dB dosahuje hodnoty $f_{BW} = 128$ MHz. Šířka pásma je obdobná jako při využití samotné trychtýřové antény, ale vhodnou optimalizací lze dosáhnout daleko větší šířky pásma. Tento problém je možný vyřešit vhodnou optimalizací, a také využitím planárních rezonátorů, které se umísťují před ústí trychtýřové antény.



Obr. 41 Činitel odrazu trychtýřové antény při struktuře dvou antén na sobě, materiál FoamClad

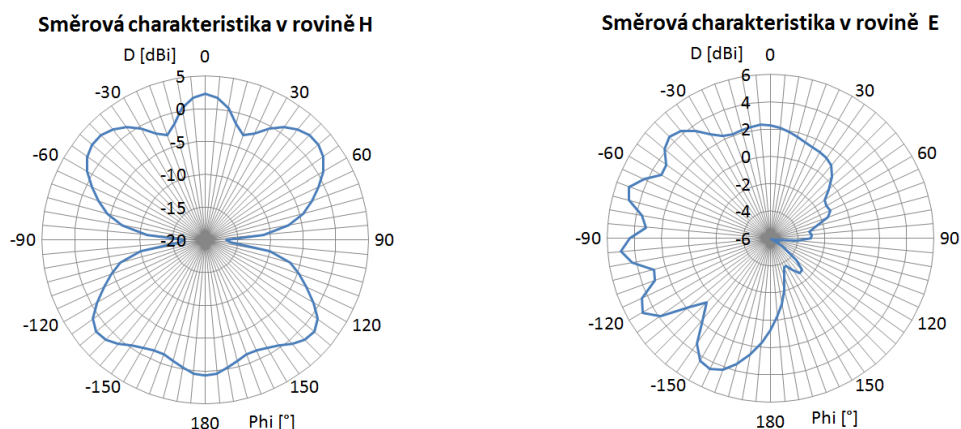
Při pohledu na Obr. 42 lze pozorovat šíření elektromagnetické vlny strukturou dvou trychtýřových antén materiálu FoamClad. Z vyzářovacího modelu je patrné, že maxima elektrické intenzity dosahuje vlna při postupu v prostředku ústí trychtýře, a také na okrajích trychtýře. Tento rozptyl je způsoben vznikem vyšších vidů a je nežádoucí. Při pohledu na vyzářování obou antén je vidět, že postupující vlna ve spodní trychtýřové vlně v místě štěrby přechází do vrchní trychtýřové antény, s velmi vysokou intenzitou, kde se postupně šíří až k ústí trychtýře. Avšak

elektromagnetické vlny v obou anténách nejsou ve stejné fázi. Tato vlastnost je nežádoucí a je zapotřebí srovnání fází obou vlnovodů. Vidy vybuzené materiálem FoamClad ovlivňují tuto problematiku méně než materiálu CuClad, a proto je vhodnější využít právě tento materiál.



Obr. 42 Vyzařování trychtýřové antény při struktuře dvou antén na sobě, materiál FoamClad

Směrové charakteristiky dvou struktur trychtýřových antén materiálu FoamClad v rovinách H a E jsou znázorněny na Obr. 43. Při simulaci struktury dvou antén bylo dosaženo maximální směrovosti $D = 5,1$ dBi, což je vyšší hodnota, než při použití samostatné trychtýřové antény. Struktura však nedosahuje maximální hodnoty v přímém směru. Tento problém je možný vyřešit pomocí vhodné optimalizační metody, nebo pomocí planárních rezonátorů.



Obr. 43 Směrové charakteristiky v rovinách H a E, při struktuře dvou antén na sobě a materiálu FoamClad

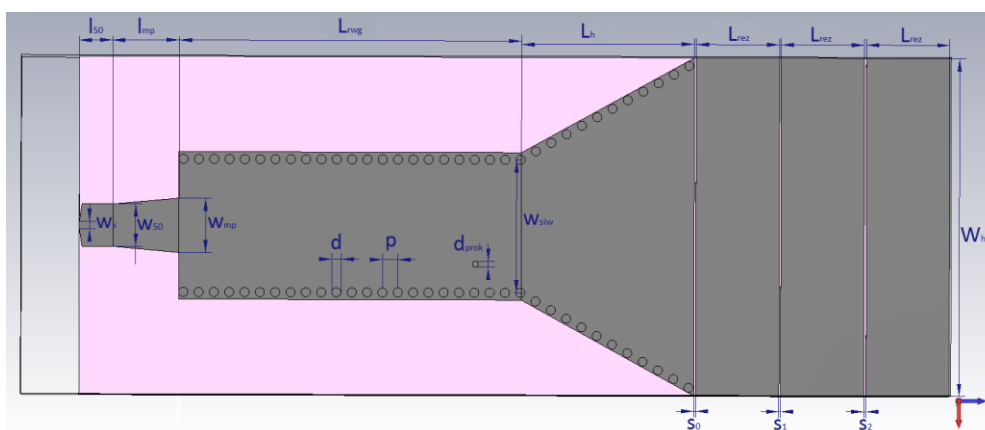
6 REALIZOVANÁ ANTÉNA

V následující kapitole je popsána struktura dvou antén umístěných na sebe. Počáteční realizace vychází z dvou vlnovodů, kdy jeden je napájen a do druhého se přenáší energie pomocí štěrbin. Pro snadnější realizaci je pomocí štěrbin a prokovu umístěného za štěrbinou dosaženo stejných vlnovodů. Dále pro ideální podmínky je potřeba dosáhnout stejně vyzářené energie jak ze spodního, tak i z vrchního vlnovodu. Vhodným rozmítáním parametrů bylo dosaženo daných podmínek a následně byly k vlnovodům přidány trychtýřové části, planární rezonátory, mikropáskové napájení, které je napájené pomocí sma konektoru a v neposlední řadě byla celá anténní řada přeměněna na SIW strukturu. Planární rezonátory jsou pouze na vrchní části vrchní struktury a na spodní části spodní struktury, vynechání vnitřních rezonátorů je z důvodu vylepšení vyzařování a směrovosti realizované antény. Při vynechání vnitřních rezonátorů je vylepšen i fázový rozdíl obou antén. Napájena je pouze spodní struktura a ve vrchní struktuře je na počátku vlnovodu vytvořen zkrat pomocí řady prokovů. Výsledný model antény je zobrazen na Obr. 44 a popis všech parametrů je vypsán v Tab. 2.

Tab. 2 Tabulka rozměrů realizované antény

Rozměr	w_k	w_{50}	w_{mp}	l_{50}	l_{mp}	L_{rwg}
Hodnota [mm]	1,27	6,92	8,87	5,53	10,71	55,90
Rozměr	L_h	d	p	d_{prok}	w_{siw}	l_{rez}
Hodnota [mm]	28,20	1,40	2,50	1,00	21,70	13,60
Rozměr	s_0	s_1	s_2	W_h	L_s	W_s
Hodnota [mm]	0,30	0,27	0,35	55,15	29,19	4,30

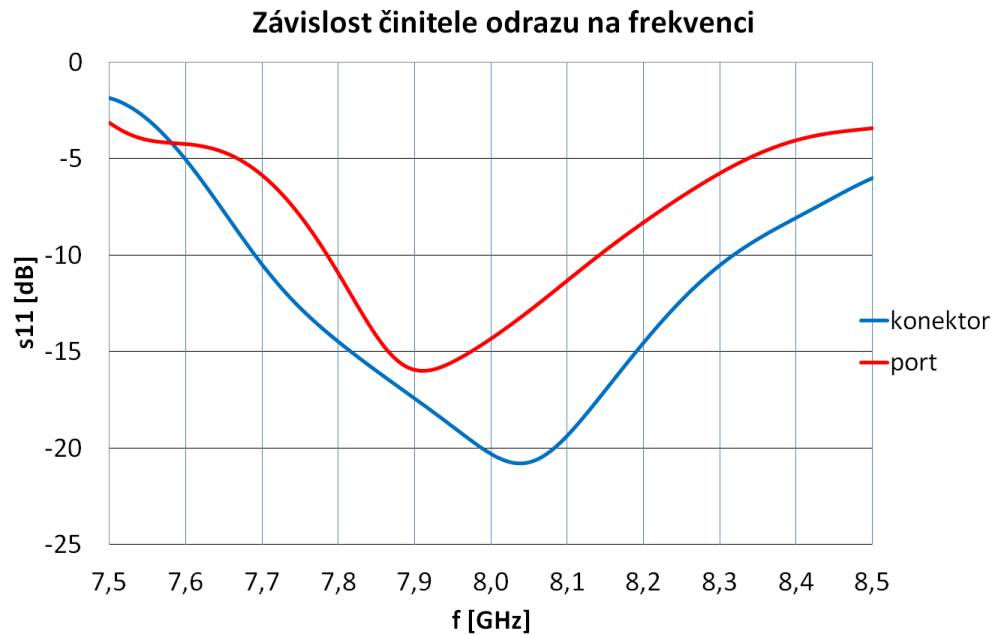
Odkud w_k označuje šířku sma konektoru, d_{prok} je průměr prokovu před vazební štěrbinou, L_s je délka štěrbin mezi strukturami a W_s značí šířku štěrbin.



Obr. 44 Struktura realizované antény s rozměry

6.1 Simulace realizované antény

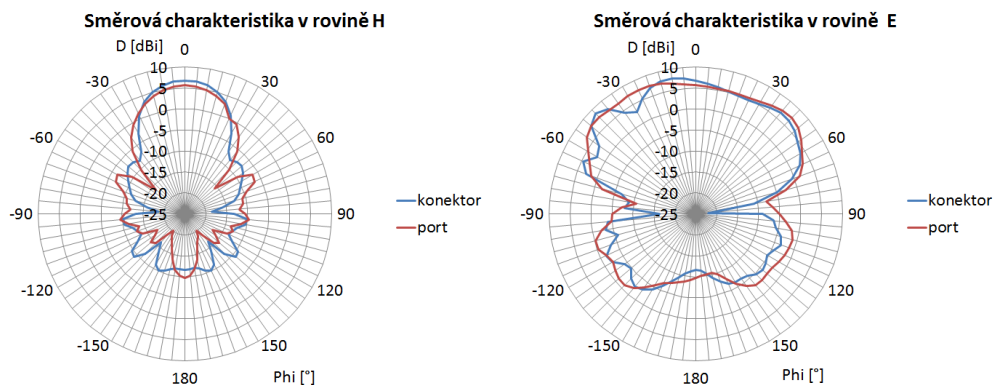
V další části je popsána simulace realizované antény, která se provádí v programu CST Microwave Studio. Po návrhu veškerých částí byla anténní struktura postupně navržena a pomocí parametrické analýzy byly rozmítány její rozměry pro dosažení požadovaných hodnot. Na Obr. 45 je znázorněn činitel odrazu anténní struktury v závislosti na frekvenci pro napájení pomocí portu a sma konektoru.



Obr. 45 Závislost činitele odrazu na frekvenci pro dva typy napájení

Podle výsledků simulací je patrné, že pomocí konektoru lze dosáhnout lepších parametrů. Rozdíl je patrný především u rezonanční frekvence obou napájení. Při použití sma konektoru je dosaženo lepšího činitele odrazu, a také větší šířky pásma. Konkrétně u sma konektoru je šířka pásma 628 MHz, naopak u portu je pouze 355 MHz. Činitel odrazu se liší o 4,8 dB.

Směrové charakteristiky v rovinách E a H jsou zobrazeny na Obr. 46. U obou typů napájení vychází prakticky shodné, avšak u konektoru vzniká postranní lalok, který je způsoben nedokonalým vyrovnáním fáze obou částí anténních struktur. Směrovost antény dosahuje hodnoty 7,8 dBi a zadní lalok je potlačen o 19,3 dB. V rovině H má hlavní lalok šířku 38° a v rovině E s mírnými chybami má hlavní lalok šířku 130°.

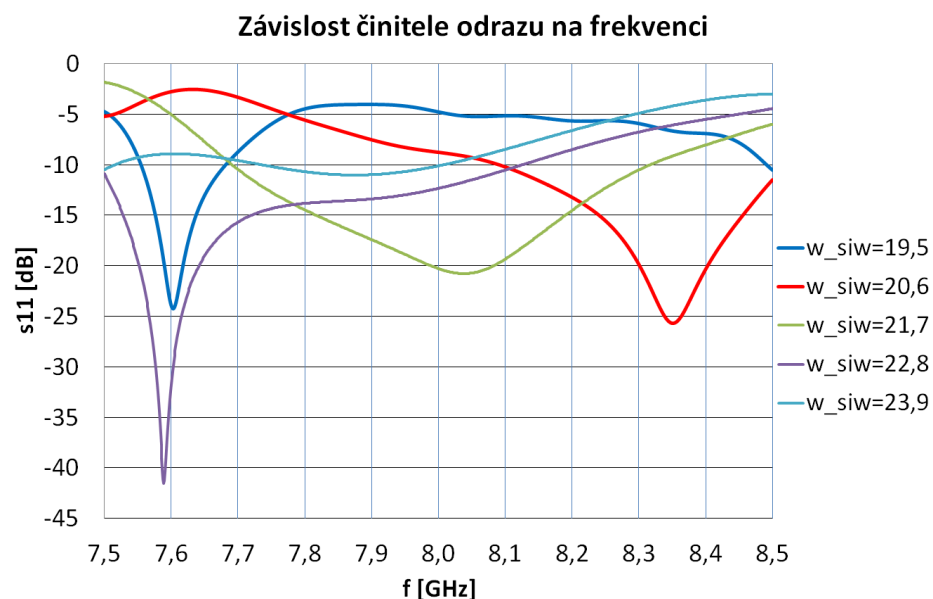


Obr. 46 Směrové charakteristiky v rovinách H a E pro dva různé typy napájení

6.2 Rozmítání parametrů

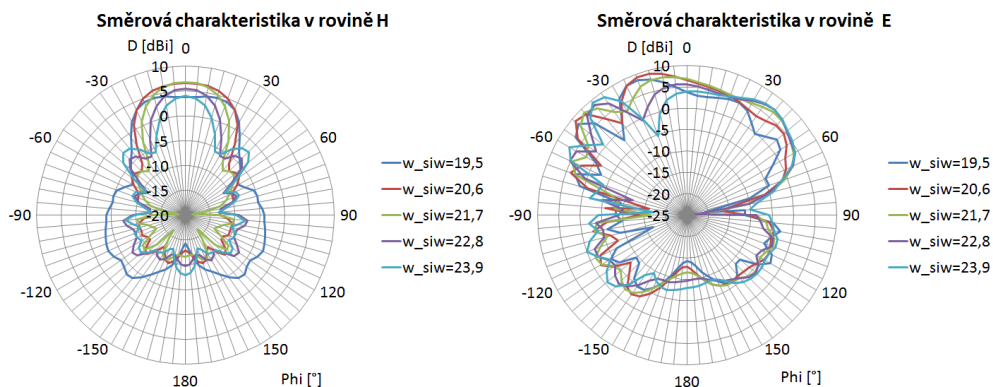
V této kapitole jsou za pomoci parametrické analýzy programu CST Microwave Studio rozmítány rozměry, které nejvíce ovlivňují vlastnosti navržené anténní struktury. Především se jedná o: šířku SIW struktury, šířku trychtýře, délku planárních rezonátorů a velikost mezer mezi těmito rezonátory. Parametrické rozmítání rozměrů je realizováno pro anténní strukturu napájenou pomocí sma konektoru, který je připojen k mikropáskovému vedení. Rozmítání parametrů je realizováno pomocí hodnot realizované anténní struktury, které je bráno jako referenční. Rozsah rozmítání je realizován v těsné blízkosti těchto hodnot. Tato parametrická analýza je sledována v závislosti činitele odrazu na kmitočtu a směrových charakteristikách v rovinách H a E.

V první části je provedeno rozmítání šířky SIW struktury w_{siw} , které nejvíce ovlivňuje rezonanční frekvenci antény. Rozsah rozmítání je mezi hodnotami $w_{siw} = 19,5 \div 23,9$ mm s krokem 1,1 mm. Závislost činitele odrazu na frekvenci při změně šířky SIW struktury je zobrazena na Obr. 47.



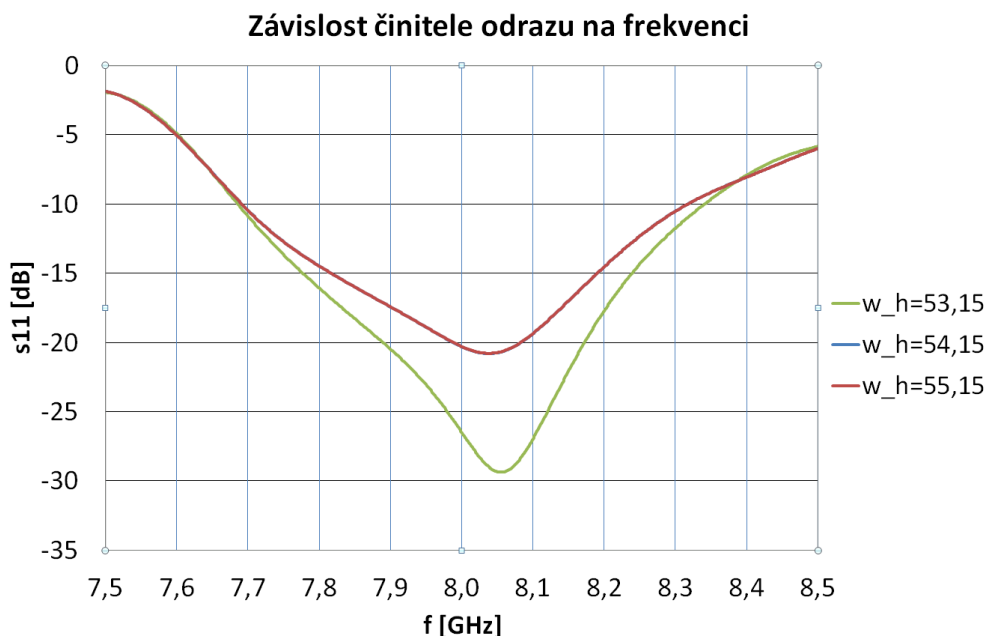
Obr. 47 Závislost činitele odrazu na frekvenci při rozmítání w_{siw}

Směrové charakteristiky v rovinách H a E pro rozmítání šířky SIW struktury jsou znázorněny na Obr. 48. Z daných charakteristik je patrné, že při změně šířky SIW struktury se vyzařovací charakteristika v rovině H mění především vznikem postranních laloků anténní struktury. V rovině E se změnou šířky SIW struktury mění směrovost D anténní struktury. Tyto výkyvy jsou způsobeny přiblížením prokůvů k okrajům antény.



Obr. 48 Směrové charakteristiky v rovině H a E pro rozmítání w_{siw}

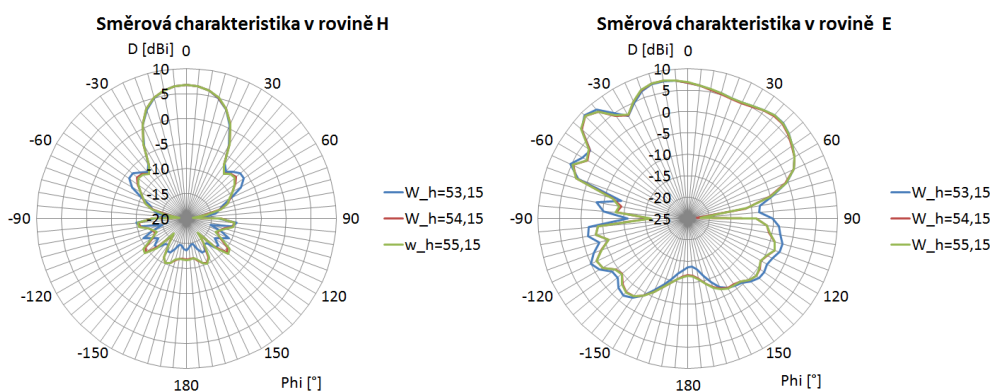
Dalším rozmítaným parametrem je šířka ústí antény W_h . Tímto parametrem se mění rezonanční frekvence anténní struktury a přizpůsobení. Parametrický rozsah rozmítání šířky ústí antény je proveden v rozsahu $W_h = 53,15 \div 55,15$ mm s krokem 1 mm, kdy vyšší hodnota neměla prakticky žádný vliv a to především kvůli oddálení prokůvů od kraje. Průběh činitele odrazu při změně šířky ústí antény je zobrazen na Obr. 49.



Obr. 49 Závislost činitele odrazu na frekvenci při rozmítání W_h

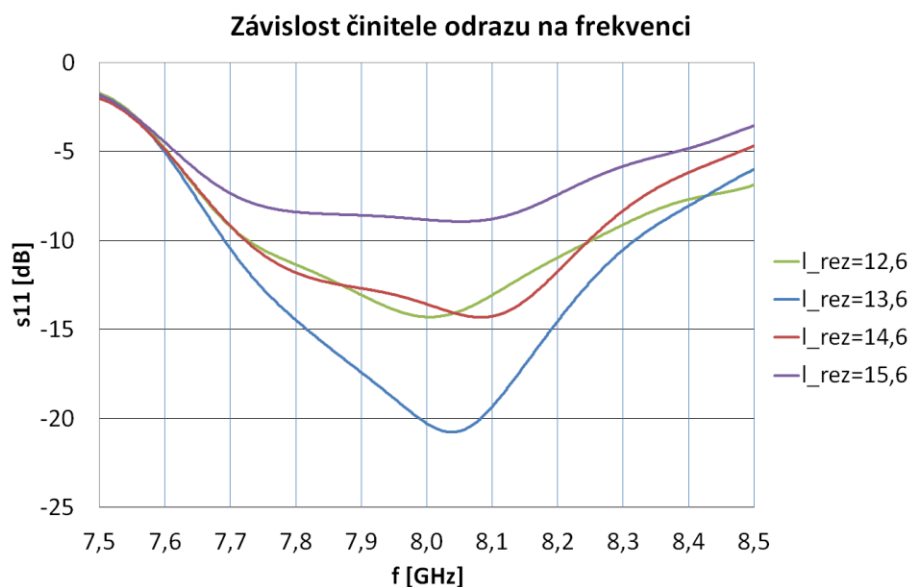
Při rozmítání šířky ústí trychtýře od hodnoty $W_h = 53,15$ mm a výše se snižuje maximální hodnota činitele odrazu, ale šířka pásma zůstává prakticky totožná. Ze závislosti činitele odrazu je patrné, že při změně šířky ústí trychtýře o rozměr 1, nebo 2 mm zůstává rezonanční frekvence prakticky totožná, ale klesá maximální činitel odrazu.

Směrové charakteristiky v rovinách H a E při rozmítání šířky ústí trychtýře W_h jsou zobrazeny na Obr. 50. Hlavní rozdíl nastává při šířce $W_h = 53,15$ mm, kdy jsou zvýšeny postranní laloky antény. Při pohledu na rovinu H je patrné, že se zvýší postranní laloky, ale je také zvýšeno potlačení zadního laloku. Tento výkyv je způsoben přiblížením prokův k okraji trychtýře.



Obr. 50 Směrové charakteristiky v rovině H a E pro rozmítání W_h

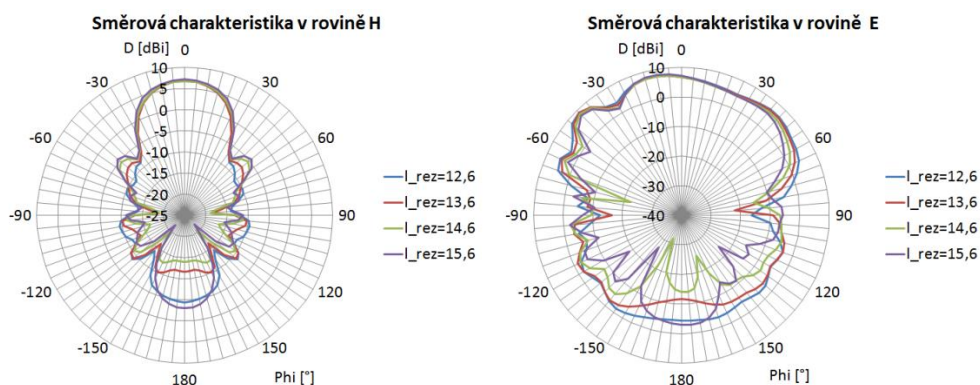
Důležitým parametrem pro optimální vlastnosti anténní struktury je délka planárních rezonátorů l_{rez} . Rozmítání tohoto parametru je simulováno v rozsahu od 12,6 mm do 15,6 mm s krokem 1 mm. Hodnota rozměru l_{rez} má podstatný vliv na rezonanční frekvenci antény a její přizpůsobení. Na Obr. 51 je zobrazen činitel odrazu antény na frekvenci při rozmítání délky planárních rezonátorů.



Obr. 51 Závislost činitele odrazu na frekvenci při rozmítání l_{rez}

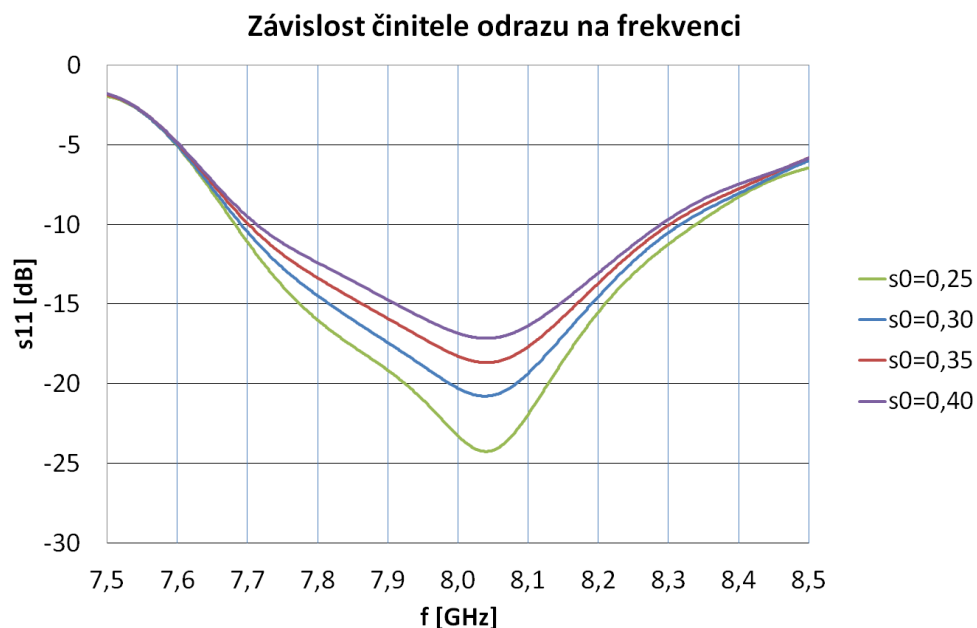
Při délce planárních rezonátorů $l_{rez} = 13,6$ mm dochází k maximálnímu činiteli odrazu na frekvenci $f = 8,04$ GHz a to konkrétně $S_{11} = -20,78$ dB. Při tomto rozměru je také dosaženo největší šířky pásma. Při rozmítání délky planárních rezonátorů od této hodnoty o 1 mm výše, či níže je dosaženo prakticky totožného průběhu činitele odrazu. Pokud je zvýšena délka rezonátorů na $l_{rez} = 15,6$ mm, pak činitel odrazu již neklesá pod hodnotu -10 dB.

Směrové charakteristiky v rovinách H a E při změně délky planárních rezonátorů jsou zobrazeny na Obr. 52. Při zvýšení délky rezonátorů se zvyšuje úroveň zadního laloku, ale také se rozšiřuje hlavní lalok. Potlačení zadního laloku je měněno v rozsahu 11 dB.



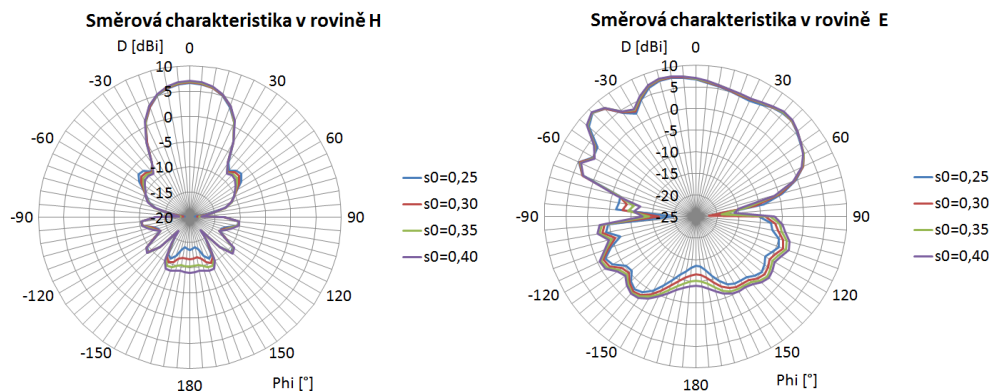
Obr. 52 Směrové charakteristiky v rovině H a E pro rozmítání l_{rez}

Posledním rozměrem, který má vliv na frekvenční a vyzařovací vlastnosti antény je vzdálenost mezi trychtýřovou strukturou a prvním planárním rezonátorem. Tento rozměr je rozmítán v rozmezí $s_0 = 0,25 \div 0,4$ mm s krokem 0,05 mm a podstatný vliv má převážně na přizpůsobení a šířku pásma antény. Rozmítání mezer mezi jednotlivými rezonančními pásky není realizováno, protože má obdobný vliv jako první mezera. Při snížení rozměru na spodní hranici rozmítání lze dosáhnout největší šířky pásma. Závislost činitele odrazu na frekvenci při rozmítání mezery mezi trychtýřem a prvním planárním rezonátorem s_0 je zobrazena na Obr. 53.



Obr. 53 Závislost činitele odrazu na frekvenci při rozmítání s_0

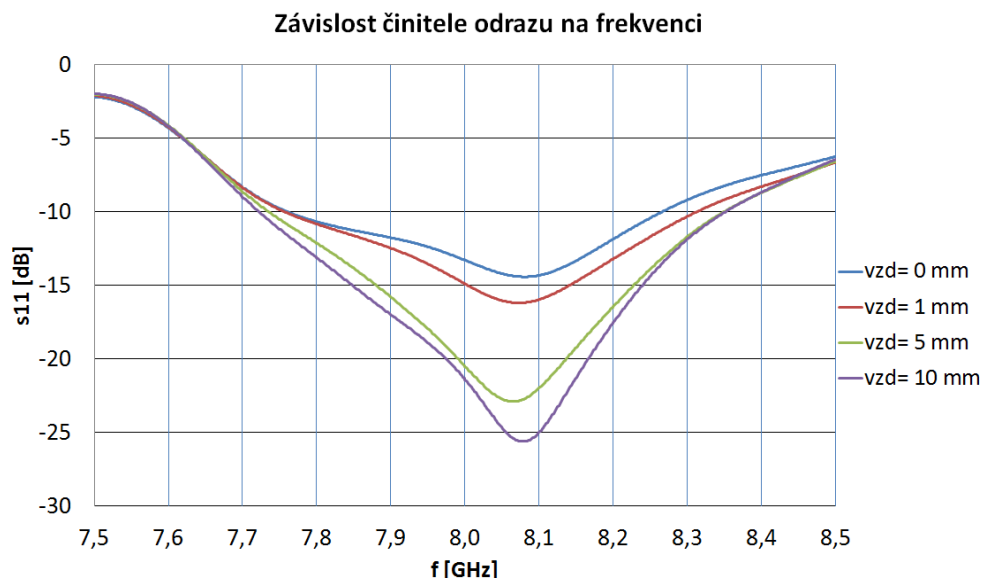
Změna šířky mezery mezi trychtýřem a prvním rezonátorem má vliv především na velikost a tvar zadního laloku. Potlačení zadního laloku je nejvyšší při nejmenší šířce mezery a postupně klesá v rozsahu 4 dB. Na Obr. 54 jsou znázorněny směrové charakteristiky v rovině H a E při rozmítání s_0 .



Obr. 54 Směrové charakteristiky v rovině H a E pro rozmítání s_0

6.3 Simulace antény s dokonale vodivou vrstvou

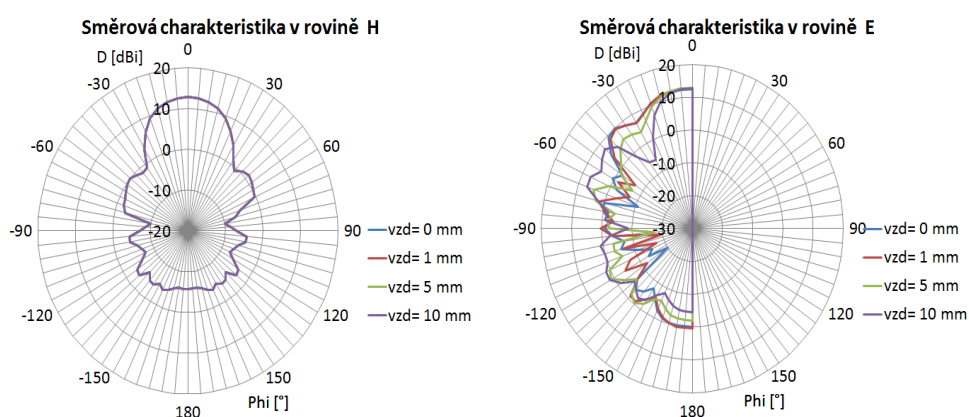
Simulace střechy automobilu byla kvůli své složitosti a výpočetní náročnosti nahrazena dokonale vodivou vrstvou nekonečné velikosti. V následující části je popsáno rozmítání vzdálenosti mezi touto dokonale vodivou vrstvou a realizovanou anténní strukturou. Byly zvoleny vzdálenosti 0, 1, 5 a 10 mm. Anténní struktura byla již v počátku navržena tak, aby se mohla přiložit těsně k vodivému materiálu. A tak byly simulace provedeny bez úprav s realizovanou anténní strukturou napájenou pomocí sma konektoru. Na Obr. 55 je znázorněn činitel odrazu s_{11} pro rozmítání vzdálenosti.



Obr. 55 Závislost činitele odrazu na frekvenci při změně vzdálenosti vodivé vrstvy od antény

Při prvním pohledu na tuto závislost je patrné, že při zvýšení vzdálenosti je také zvětšena šířka pásma anténní struktury. Také je pomocí zvýšení vzdálenosti dosaženo vyššího činitele odrazu S_{11} v rezonanční frekvenci anténní struktury.

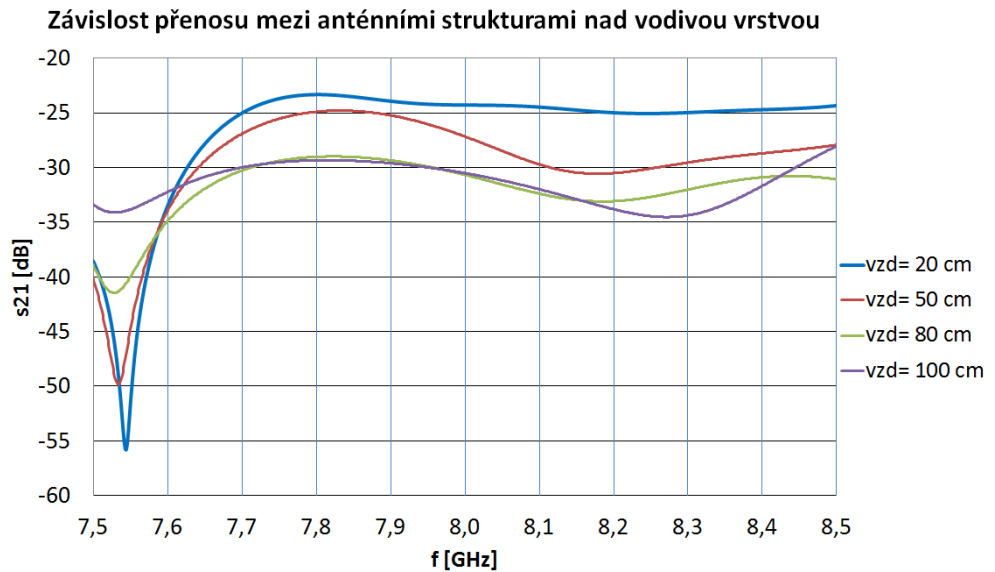
Směrové charakteristiky v rovinách H a E pro rozmítání vzdálenosti mezi anténní strukturou a dokonale vodivou vrstvou jsou zobrazeny na Obr. 56. Největšího zisku je dosaženo v blízkosti vodivé vrstvy, což bylo požadavkem diplomové práce. Charakteristiky v rovině H jsou prakticky totožné, ale v rovině E jsou na rozdíl od simulací bez vodivé vrstvy značně deformovány. Maximální směrovost $D = 12,9$ dBi nastala při vzdálenosti 5 mm mezi vodivou vrstvou a anténní strukturou, a proto je i měření realizováno při této vzdálenosti. Potlačení zadního laloku bylo 18,6 dB. Šířka hlavního laloku v rovině H dosahuje 40° .



Obr. 56 Směrové charakteristiky v rovině H a E při změně vzdálenosti vodivé vrstvy od antény

6.4 Simulace přenosu mezi dvěma anténami

V simulačním prostředí CST Microwave Studio byly namodelovány dvě totožné anténní struktury pro simulaci přenosu. Tyto anténní struktury byly umístěny proti sobě, a také přiloženy k dokonale vodivé vrstvě. Bylo nastaveno rozmítání vzdálenosti mezi těmito strukturami na hodnoty 20, 50, 80 a 100 cm. Výsledky simulací přenosu jsou znázorněny na Obr. 57. Bylo dosaženo přenosu $S_{21} = -30,5$ dB na pracovní frekvenci 8 GHz, při vzdálenosti 100 cm.

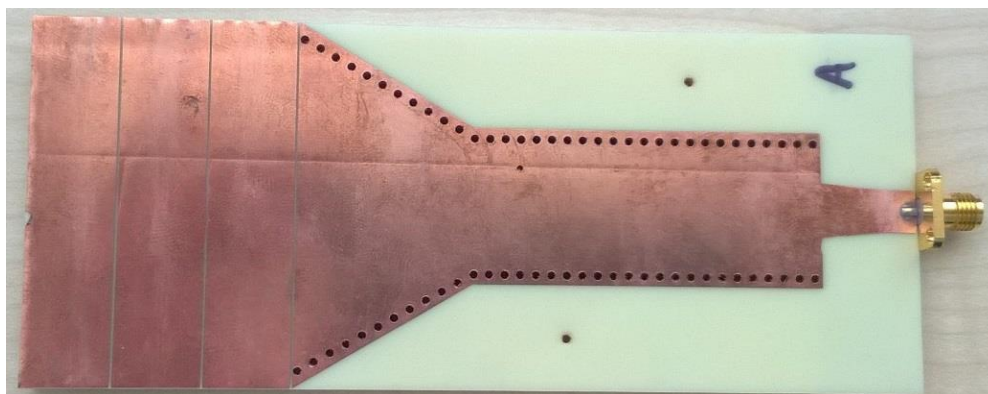


Obr. 57 Závislost přenosu na frekvenci pro dvě anténní struktury nad vodivou vrstvou

7 MĚŘENÍ REALIZOVANÉ ANTÉNY

Bylo provedeno měření činitele odrazu S_{11} , přenosu S_{21} a směrových charakteristik realizované anténní struktury. Při měření činitele odrazu a činitele přenosu bylo využito vektorového obvodového analyzátoru R&S ZVL. Tento přístroj musí být nejprve vhodně nastaven a zkalibrován. V prvním kroku byla nastavena výkonová úroveň na 0 dBm, šířka mezifrekvenčního filtru na 10 kHz, zapnuto průměrování hodnot a frekvenční rozsah od 7,5 GHz do 8,5 GHz.

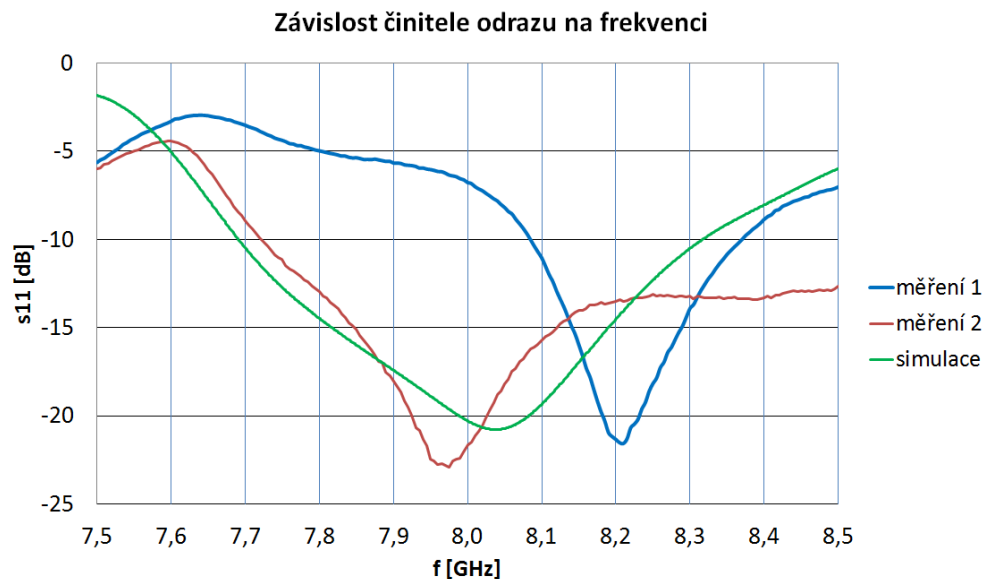
Měření činitele odrazu a přenosu bylo provedeno ve volném prostředí, kde mohou být zaneseny chyby vlivem odrazů od okolních přístrojů, předmětů, nebo stěn. Při měření směrových charakteristik v rovinách E a H bylo využito bezodrazové komory. V této komoře jsou chyby vlivem odrazů odstraněny, ale naopak se zde vyskytuje chyba snímání scanneru. Chyba scanneru spočívá v tom, že jeho umístění není přímo v bodě antény, ale až v určité vzdálenosti za anténou. Tato chyba prakticky nemá vliv při měření směrových charakteristik od -90° do 90° , ale při měření zadního laloku je již dost patrná. Veškeré měření probíhalo pomocí anténní struktury zobrazené na Obr. 58. Vyrobená anténní struktura je opatřena sesazovacími značkami pro lepší spojení obou částí.



Obr. 58 Vrchní pohled vyrobené a spojené anténní struktury

7.1 Měření činitele odrazu

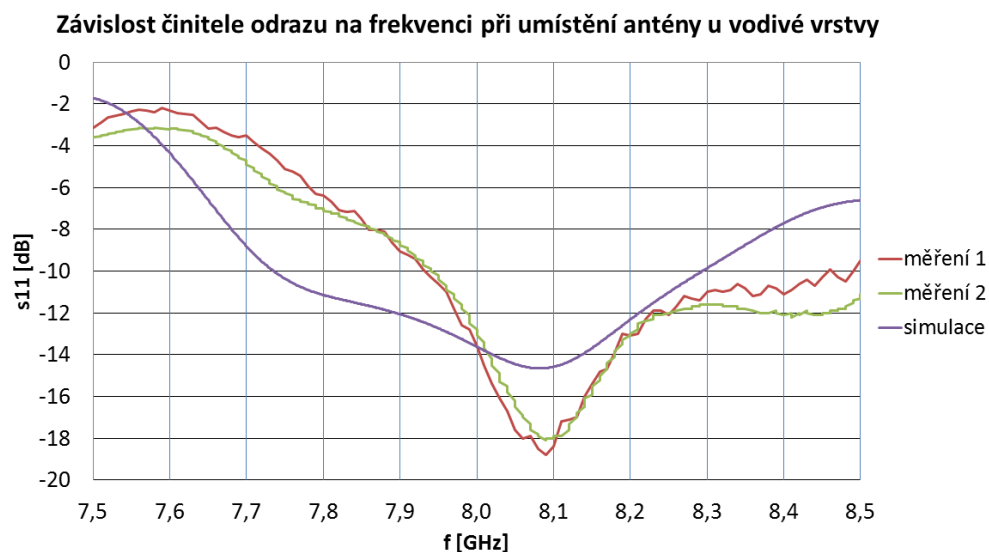
V následující kapitole bylo popsáno měření činitele odrazu na vstupu anténní struktury. Při počátku měření byly nalezeny velké nedostatky způsobené výrobou. Především se jedná o prohnutí materiálu FoamClad, kvůli čemu nemohly být obě struktury dokonale sesazeny na sebe. Tento problém je dosti závažný, protože v simulačním prostředí CST Microwave Studio byly obě struktury přiloženy těsně na sebe, aby docházelo ke správnému vyzařování elektromagnetické vlny ze spodní části skrze šterbinu do vrchní části. Z detailnějšího pohledu byl nalezen další problém, a to v nedokonalosti prokovení FoamClad materiálu, kdy může docházet k vyzařování ze SIW struktury. Tento materiál je velmi náchylný na mechanickou deformaci, a proto každá chyba při výrobě má dosti značné následky při měření. Na Obr. 59 je zobrazen činitel odrazu vyrobené anténní struktury v závislosti na frekvenci.



Obr. 59 Závislost činitele odrazu na frekvenci pro měření ve volném prostředí

Vyrobená anténa kvůli výše zmíněným nedostatkům nedosahuje navržené rezonanční frekvence. Při prvním měření bylo dosaženo rezonanční frekvence $f_r = 8,2$ GHz se šířkou pásma $f_{BW} = 300$ MHz, což je oproti návrhu posun rezonanční frekvence o 160 MHz a pokles šířky pásma prakticky na více než polovinu. Druhé měření bylo provedeno zatížením pomocí tlaku ruky přes nevodivý materiál na anténu. Bylo sice dosaženo lepších parametrů, ale je zde potřeba uvažovat vliv deformace antény a také vliv ruky na anténu. Toto měření nelze brát jako relevantní zdroj výsledků. Ovšem je patrné, že při dokonalém spojení obou struktur by se výsledky přibližovaly simulovanému průběhu.

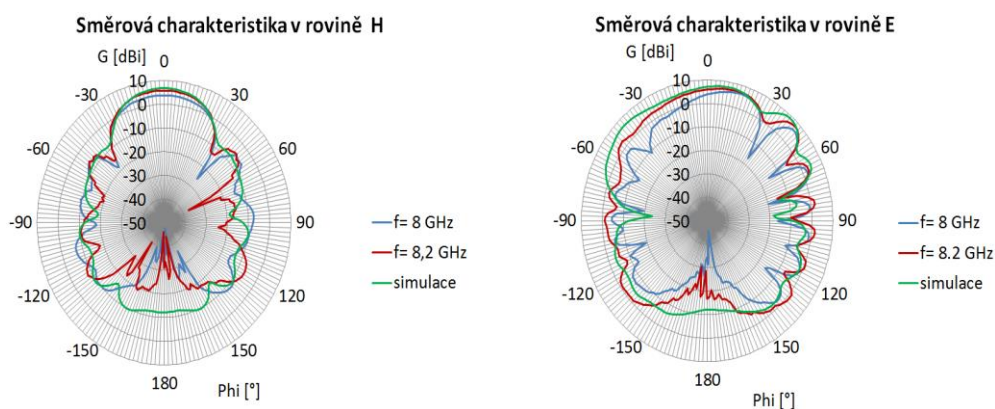
Dále bylo provedeno měření činitele odrazu S_{11} v bezprostřední blízkosti vodivého materiálu. Frekvenční závislost činitele odrazu při měření na vodivé vrstvě je zobrazena na Obr. 60. Při prvním měření byla anténní struktura přiložena vodivému materiálu bez uchycení a při druhém měření je tato struktura připevněna k vodivé desce pomocí průhledné izolační pásky. Díky tomuto opatření již není průběh činitele odrazu tak značně rozkmitán. Rezonanční frekvence pro obě měření i simulaci vychází na stejné frekvenci $f_r = 8,09$ GHz. Šířka pásma pro obě měření vycházela prakticky totožně se simulovanou hodnotou $f_{BW} = 550$ MHz. Rozdíl nastal v počátečním bodě šířky pásma. Při měření byl tento bod posunut o 200 MHz, což je přibližně hodnota, o kterou je posunuta rezonanční frekvence anténní struktury ve volném prostředí.



Obr. 60 Závislost činitele odrazu na frekvenci pro měření na vodivé vrstvě

7.2 Měření směrové charakteristiky

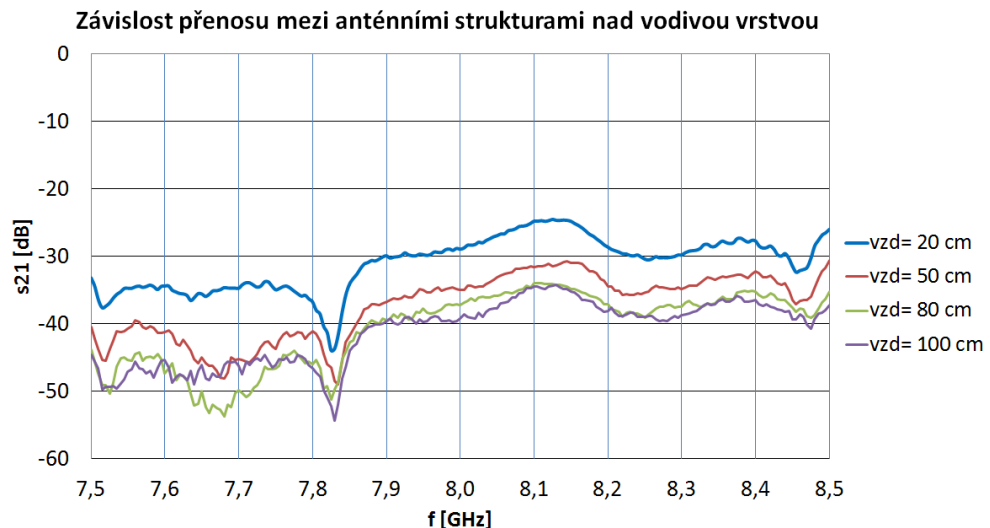
Měření směrových charakteristik v rovinách H a E bylo provedeno v bezodrazové komoře. Toto měření bylo realizováno bez použití vodivé vrstvy, protože by bylo velice složité upevnit rozměrově potřebnou vodivou desku k držáku antény. Směrové charakteristiky byly měřeny na navržené pracovní frekvenci $f = 8\text{GHz}$, ale také na změřené frekvenci $f = 8,2\text{ GHz}$, která byla změřena vektorovým obvodovým analyzátozem v předchozím bodě. Znázornění normovaných směrových charakteristik v rovinách H a E pro obě frekvence je na Obr. 61, kde jsou také zobrazeny směrové charakteristiky simulované anténní struktury. Tvar a hodnoty směrových charakteristik se shodují s výsledky simulací s odchylkou maximálně 1 dB ve směru hlavního laloku. Při simulacích bylo dosaženo většího zadního laloku, ale také větších postranních laloků. Měřená směrovost na frekvenci $f = 8,2\text{ GHz}$ dosahuje hodnoty $D = 7,1\text{ dB}$ a zadní lalok je potlačen o 27,2 dB, což je hodnota lepší než při simulacích.-



Obr. 61 Směrové charakteristiky v rovině H a E pro frekvence $f = 8\text{ GHz}$ a $f = 8,2\text{ GHz}$

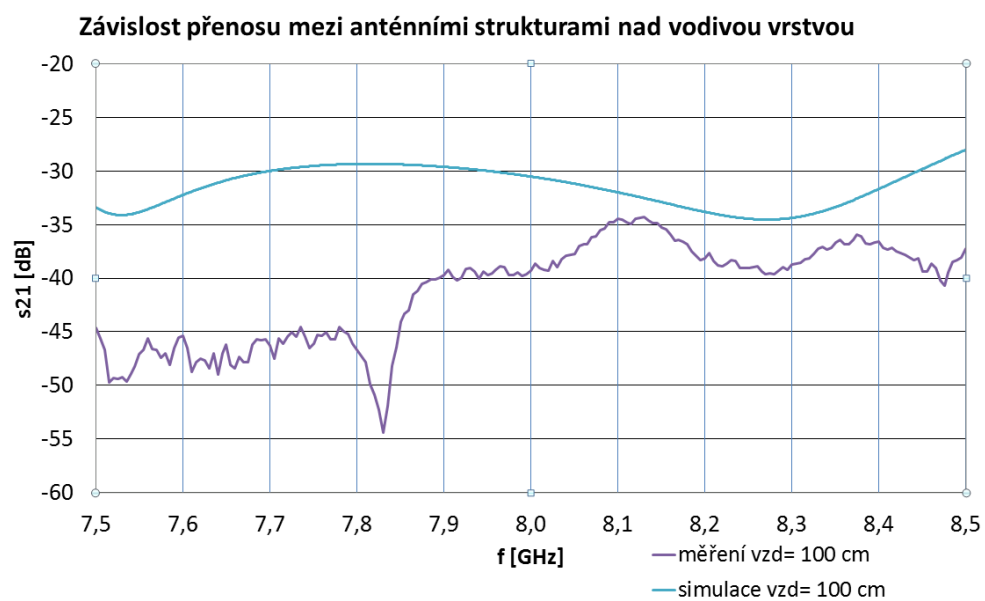
7.3 Měření přenosu mezi dvěma anténami

V této kapitole je popsáno měření přenosu S_{21} mezi dvěma anténními strukturami, které byly umístěny ve vzdálenosti 5 mm od vodivé vrstvy. Měření první anténní struktury bylo popsáno v předchozích kapitolách. Druhá anténní struktura ovšem dosahovala ještě horších parametrů než první. Hlavním důvodem nedostatků byly nedokonalé vyrobené prokovy, ale také nedokonalé spojení obou částí anténní struktury. Při měření byl použit pocínovaný plech o rozměrech 140 x 120 cm, který nahrazoval střechu automobilu. Měření bylo provedeno ve vzdálenostech 20, 50, 80 a 100 cm mezi jednotlivými anténními strukturami. Výsledky měření jsou zobrazeny na Obr. 62. Byla naměřena pracovní frekvence pro přenos $f_p = 8,12$ GHz, kde se hodnota přenosu S_{21} pohybovala v rozmezí od -24,5 dB do -35 dB v závislosti na vzdálenosti obou antén. Na navržené pracovní frekvenci $f = 8$ GHz se hodnota přenosu pohybovala v rozmezí -29 až -39,6 dB. Posun měřené pracovní frekvence je způsoben nedokonalostí ve výrobě, která byla popsána v kapitole měření činitele odrazu.



Obr. 62 Závislost přenosu na frekvenci pro dvě anténní struktury nad vodivou vrstvou

Na obr. 63 jsou znázorněny závislosti přenosu anténní struktury pro srovnání simulace a měření. Oba případy jsou realizovány na vzdálenost 1 m s mezerou mezi anténní strukturou a vodivou vrstvou 5 mm. Rozdíl mezi simulovanou a měřenou hodnotou přenosu na navržené pracovní frekvenci 8 GHz byl 9,1 dB, ale difference na změřené pracovní frekvenci $f = 8,12$ GHz se rovnala pouze hodnotě 1,9 dB.



Obr. 63 Závislost přenosu na frekvenci dvou anténních struktur nad vodivou vrstvou pro porovnání simulace a měření

8 ZÁVĚR

Tato diplomová práce se zaměřuje na přenos energie podél střechy automobilu. Teoretická část je věnována šíření povrchových vln a také trychtýřovým anténám, které byly zvoleny jako nejvhodnější pro tento přenos, a to především kvůli vhodné vyzařovací charakteristice. V další části je popsán návrh konceptu trychtýřových antén pro frekvence 8 GHz a 60 GHz, a také pro dva druhy materiálů CuClad a FoamClad.

Z daného konceptu byla vybrána struktura dvou antén umístěných na sobě, pracujících na frekvenci 8 GHz. Vybrán byl také materiál FoamClad, protože dosahoval lepších parametrů a vlastností. Tato struktura byla vytvořena pomocí dvou shodných trychtýřových antén, mezi kterými byla přenášena energie šterbinou. K anténě bylo vybráno vhodné napájení, navrženy planární rezonátory a následovala přeměna na SIW strukturu.

Navržená anténní struktura byla během simulací vhodně optimalizována. Dále bylo provedeno rozmítání důležitých parametrů a popsán jejich vliv na anténní strukturu. Realizovaná anténní struktura byla simulována v blízkosti vodivé vrstvy a pozorován vliv vzdálenosti vrstvy na vlastnosti této struktury. Dosažená rezonanční frekvence anténní struktury byla $f_r = 8,04$ GHz a šířka pásma pro pokles pod hodnotu -10 dB byla $f_{BW} = 628$ MHz. Rovněž byly simulovány směrové charakteristiky anténní struktury ve volném prostředí i v blízkosti vodivé vrstvy. Ve volném prostředí bylo dosaženo směrovosti $D = 7,8$ dBi a v blízkosti vodivé vrstvy směrovosti $D = 12,9$ dBi. Také byl simulován přenos mezi dvěma anténními strukturami přiloženými k vodivé vrstvě. Kdy na frekvenci $f = 8$ GHz byla hodnota přenosu rovna $S_{21} = -30,5$ dB.

Následně byla provedena výroba anténní struktury v technologické laboratoři UREL. Ovšem před měřením realizované anténní struktury byly nalezeny velké nedostatky způsobené výrobou. Především se jednalo o prohnutí materiálu, a kvůli tomu nemohly být obě struktury přiloženy těsně na sebe. Při detailnějším pohledu byl nalezen další problém, a to v nedokonalosti prokovení anténní struktury, kdy vlivem mezer může docházet k vyzařování ze SIW struktury. Vyrobená anténní struktura kvůli výše zmíněným nedostatkům nedosahuje simulovaných parametrů. Naměřena byla rezonanční frekvence $f_r = 8,2$ GHz a šířka pásma $f_{BW} = 300$ MHz, což je oproti návrhu posun rezonanční frekvence o 160 MHz a pokles šířky pásma na polovinu. Avšak směrové charakteristiky, měřené v bezodrazové komoře, vycházely podle předpokladů s hodnotou normované směrovosti $D = 7,1$ dBi. Při měření u vodivé vrstvy byla naměřena prakticky stejná rezonanční frekvence a šířka pásma jako při simulacích. Měření směrových charakteristik v blízkosti vodivé vrstvy nemohlo být v bezodrazové komoře realizováno, kvůli složitosti uchopení rozměrově potřebné vodivé vrstvy. Pokud však vycházely směrové charakteristiky ve volném prostředí a činitel odrazu v blízkosti vodivé vrstvy, při měření obdobně jako při simulacích, tak je zde předpoklad, že by vycházely i směrové charakteristiky v blízkosti vodivé vrstvy. Dále byl změřen přenos mezi dvěma realizovanými anténními strukturami v blízkosti vodivé vrstvy. Kde na frekvenci $f = 8$ GHz byl změřen přenos $S_{21} = -39,6$ dB při vzdálenosti 1 m mezi anténními strukturami. Při porovnání se shodným simulovaným případem nastala difference 9,1 dB. Avšak na změřené pracovní frekvenci $f_p = 8,12$ GHz se rozdíl rovnal pouze hodnotě 1,9 dB.

LITERATURA

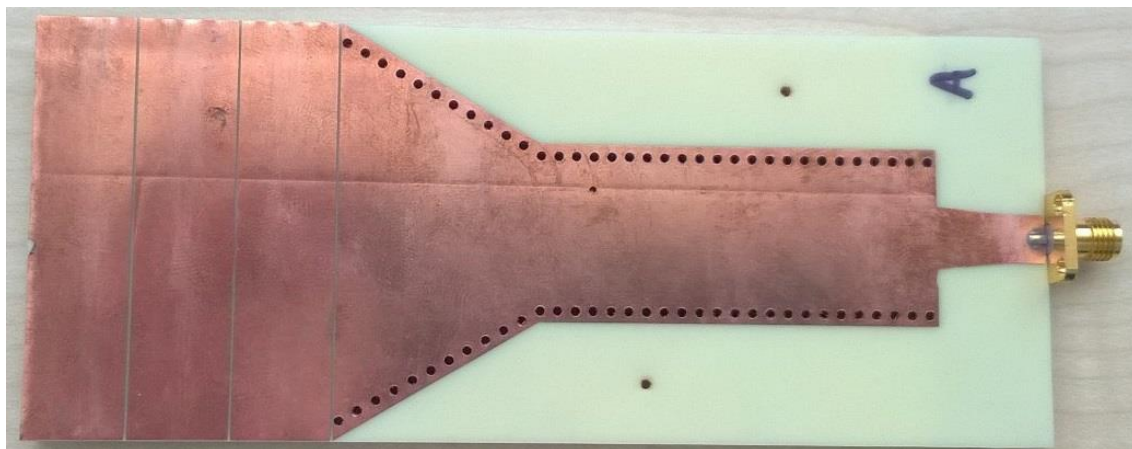
- [1] ČERNOHORSKÝ, Dušan a Zdeněk NOVÁČEK. *Antény a šíření rádiových vln: přednášky*. Vyd. 1. Brno: Vysoké učení technické, 2001, 146 s. ISBN 80-214-1943-1.
- [2] CUPAL, M. *Bezdrátový přenos energie uvnitř automobilu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2015. 40 s., 5 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida.
- [3] ČERNOHORSKÝ, Dušan, Zdeněk NOVÁČEK a Zbyněk RAIDA. *Elektromagnetické vlny a vedení*. Vyd. 2. Brno: VUTUM, 1999, 136 s. ISBN 80-214-1261-5.
- [4] SEDLÁČEK, P. *Štěrbinová anténní řada na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2012. 102 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Tomáš Mikulášek.
- [5] *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)* [online]. IEEE, 2012 [cit. 2015-12-09]. ISBN 978-1-4577-0920-3. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6206737>
- [6] PROKOP, Jaroslav a Jaroslav VOKURKA. *Šíření elektromagnetických vln a antény*. 1. vyd. Praha: SNTL, 1980, 385, [2] s.
- [7] PROCHÁZKA, Miroslav. *Antény: encyklopedická příručka*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2000, 287 s. ISBN 80-860-5659-7.
- [8] LÁČÍK, J., *Návrh antén a rádiových spojů: přednášky P1-P7*, Vysoké učení technické v Brně, Brno, 2015
- [9] ICHIKAWA, Y. *Microstrip Line Calculator* [online]. [cit. 2015-12-11]. Dostupné z: http://www1.sphere.ne.jp/i-lab/ilab/tool/ms_line_e.htm
- [10] CAI, Yang, Zuping QIAN, Wenquan CAO, Yingsong ZHANG, Jun JIN, Liu YANG a Nan JING. Compact Wideband SIW Horn Antenna Fed by Elevated-CPW Structure. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* [online]. 2015, 63(10), 4551-4557 [cit. 2016-05-09]. DOI: 10.1109/TAP.2015.2456936. ISSN 0018-926x. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7159055>
- [11] KAZEMI, Robab, R. Ali SADEGHZADEH a Aly FATHY. A new compact wide band 8-way SIW power divider at X-band. *2011 Loughborough Antennas* [online]. IEEE, 2011, , 1-4 [cit. 2016-05-09]. DOI: 10.1109/LAPC.2011.6114098. ISBN 978-1-4577-1016-2. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6114098>
- [12] ICHIKAWA, Y. *Coplanar Waveguide Calculator* [online]. 2000 [cit. 2016-05-09]. Dostupné z: http://www1.sphere.ne.jp/i-lab/ilab/tool/cpw_e.htm
- [13] LECTURE 18: Horn Antennas (Rectangular horn antennas. Circular apertures.) [online]. [cit. 2015-12-12] Dostupné z URL: http://www.ece.mcmaster.ca/faculty/nikolova/antenna_dload/current_lectures/L18_Horns.pdf

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

f	frekvence
D_1	činitel směrovosti zdroje záření
P_Σ	vyzářený výkon elektromagnetické vlny
r	vzdálenost přijímače od zdroje elektromagnetické vlny
E	intenzita elektrického pole
Π	hustota výkonu elektromagnetické vlny
D_2	činitel směrovosti přijímací antény
$P_{př}$	přijímaný výkon
λ	vlnová délka
W	útlum šíření elektromagnetické vlny
ε_0	permitivita vakua
μ_0	permeabilita vakua
ε_r	relativní permitivita
γ	měrná vodivost prostředí
λ_0	vlnová délka ve volném prostředí
h_1	výška zdroje elektromagnetického vlnění
h_2	výška přijímače elektromagnetického záření
x_v	vzdálenost vertikální polarizace
x_h	vzdálenost horizontální polarizace
l	délka vodiče
ϑ_k	kritický úhel vlnovodu
SIW	substrate integrated waveguide, vlnovod integrovaný do substrátu
L_{rwg}	délka vlnovodu
w	šířka vlnovodu
h	tloušťka substrátu
$\tan\delta$	ztrátový činitel vlnovodu
TE_{m0}	transverzálně elektrický vid ve vlnovodu
TE	transverzálně elektrický mód
TM	transverzálně magnetický mód
TEM	transverzálně elektromagnetický mód
Γ	koefficient odrazu

λ_g	vlnová délka ve vlnovodu
$\Delta\psi$	fázová chyba
Φ	vrcholový úhel trychtýře
$tg\delta$	ztrátový činitel materiálu
tl	tloušťka pokovení
f_{prac}	pracovní kmitočet
f_{krit}	kritický kmitočet
w_{ef}	šířka stěny vlnovodu
c	rychlost světla ve vakuu
λ_{krit}	mezní vlnová délka
λ_{prac}	pracovní vlnová délka
p	průměr prokovu
d	rozestup mezi prokovy
w_{siw}	šířka SIW struktury
W_0	šířka 50 Ω mikropásku
w_{mp}	šířka přizpůsobeného mikropásku
Q	činitel jakosti
w_{kop}	šířka koplanárního vedení
r_0	vzdálenost mezi středem vlnovodu a středem ústí trychtýře
W_h	šířka ústí trychtýře
l_h	vzdálenost od kraje trychtýře ke středu vlnovodu
R_h	délka trychtýřové antény
l_{rez}	délka rezonančního pásku
s_0	mezera trychtýřem a prvním rezonančním páskem
s_1	mezera mezi prvním a druhým rezonančním páskem
s_2	mezera mezi druhým a třetím rezonančním páskem
s_{11}	činitel odrazu na vstupu antény
s_{21}	přenos antény
f_{BW}	frekvenční šířka pásma
vzd	vzdálenost antény od dokonale vodivého materiálu
D	směrovost antény
G	zisk antény

A FOTOGRAFIE REALIZOVANÉ ANTÉNA



B FOTOGRAFIE MĚŘÍCÍHO PRACOVÍŠTĚ

